

Opinnäytetyö (AMK)

Elektroniikka

Elektroniikkasuunnittelu

2016

Kimmo Husso

PIENIKOHINAISEN VAHVISTIMEN SUUNNITTELU GNSS-JÄRJESTELMIÄ VARTEN



Kimmo Husso

PIENIKOHINAISEN VAHVISTIMEN SUUNNITTELU GNSS-JÄRJESTELMIÄ VARTEN

Tässä työssä suunniteltiin pienikohinainen vahvistin, joka voidaan asentaa koaksiaalikaapelin sisälle. Vahvistimessa tuli olla vain neljä nastaa, joten käyttöjännite tuli tuoda RF-ulostulon kautta piirille. Työssä myös tutkittiin, onko pienemmästä CMOS-valmistusprosessista hyötyä vahvistimen suorituskyvyille. Lisäksi tutkittiin käyttövirran ja tulokelan Q-arvon vaikutusta vahvistimen kohinalukuun.

Työssä perehdyttiin pienikohinaisen vahvistimen suunnitteluun ja suunniteltiin kaksi pienikohinaista vahvistinta satelliittipaikannusjärjestelmille, joiden käyttötaajuus on 1575 MHz. Vahvistimet perustuvat lähdedegeneroituun kaskadikytkentään. Vahvistimet pyrittiin suunnittelemaan suorituskykyvaatimusten mukaisesti. Vahvistimien komponentit integroitiin IC-piirille, jotta ulkoisia komponentteja ei tarvittaisi. Suunnittelussa pyrittiin huomioimaan mahdollisimman paljon parasiittisiä komponentteja, jotta simulaatio- ja mittaustulokset vastaisivat toisiaan. Ensimmäinen vahvistin valmistettiin 180 nm:n ja toinen 110 nm:n CMOS ZeroCap -prosessilla.

Ensimmäisen vahvistimen käyttötaajuudeksi mitattiin 1470 MHz. Vahvistimen vahvistukseksi mitattiin 16,4 dB ja kohinaluvuksi 1,04 dB, kun käyttöjännite oli 2 V ja käyttövirta 6 mA. Toisen vahvistimen vahvistukseksi simuloitiin 17,3 dB ja kohinaluvuksi 0,77 dB, kun käyttöjännite oli 1,9 V ja käyttövirta 5,5 mA. Vahvistimen kohinaluvuksi simuloitiin 0,44–0,6 dB, kun käytössä oli ulkoinen tulokela, jonka Q-arvo oli 90–38.

Mittaustulosten perusteella ensimmäisestä vahvistimesta pitäisi tehdä toinen versio, jotta käyttötaajuus saataisiin oikealle taajuudelle ja suorituskyky mahdollisesti voisi parantua. Mittaustuloksia toisesta vahvistimesta ei tässä työssä esitellä aikataulullisista syistä, mutta oletus on, että vahvistimen suorituskyky on parempi kuin ensimmäisen. Kohinaluvun parantamiseksi olisi myös järkevää siirtyä käyttämään ulkoista kelaa, ellei sisäisen kelan Q-arvoa saada parannettua.

ASIASANAT:

Pienikohinainen vahvistin, suunnittelu, LNA, RF, CMOS, IC, GPS, GLONASS, GNSS, 1575 MHz, 1,575 GHz.

Kimmo Husso

LOW NOISE AMPLIFIER DESIGN FOR GNSS SYSTEMS

The main objective of this thesis was to design a low noise amplifier which can be installed inside a coaxial cable. The specifications for this low noise amplifier are that the supply voltage should bring through RF output to the circuit because the amplifier can have only four pins. The second objective of this thesis was to discover whether the amplifier performance benefits from a smaller CMOS manufacturing process. The final objective was to study the effect of operation current and input coil Q value on the noise figure of the amplifier.

The theoretical part of this thesis introduces and discusses low noise amplifier design was studied. In the practical part of this thesis, two low noise amplifiers for 1575 MHz were designed for Global Navigation Satellite Systems. The amplifiers were based on source degenerated cascade circuits and were designed on specification. The amplifier components were integrated to the IC circuit so that any external components would not be necessary. Parasitic components were designed in such a way that simulation and measurement results would match. The two amplifiers were manufactured with the 180 nm and the 110 nm CMOS ZeroCap process respectively.

The first amplifier was measured at the 1470 MHz frequency. The measured gain of the first amplifier was 16,4 dB and the noise figure was 1,04 dB when the operation voltage was 2 V and the current 6 mA. The simulated gain of the second amplifier was 17,3 dB and the noise figure was 0,77 dB when the operation voltage was 1,9 V and the current 5,5 mA. The simulated noise figure of second amplifier was 0,44–0,6 dB with an external coil whose Q value was 90–38.

The second version of the first amplifier should be designed and manufactured based on the measured results in order to improve its performance. Based on the simulation results, the assumption is that the second amplifier's performance is better than that of the first amplifier. Using an external coil with high Q value should be considered for lower noise figures if the Q value of the internal coil cannot be improved.

KEYWORDS:

Low noise amplifier, design, LNA, RF, IC, GPS, GLONASS, GNSS, 1575 MHz, 1,575 GHz.

SISÄLTÖ

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO	VI
1 JOHDANTO	1
2 TYÖN TARKOITUS JA LNA-SPEKSIT	3
3 PERUSKÄSITTEITÄ LNA-SUUNNITTELUSSA	4
3.1 S-parametrit	4
3.2 Heijastuminen ja impedanssisovitus	6
3.2.1 Heijastuminen	6
3.2.2 Impedanssisovitus	7
3.3 Kohina	11
3.3.1 Kohinaluku	11
3.3.2 LNA:n kohina	12
3.4 Lineaarisuus	13
3.4.1 1 dB:n kompressiopiste	14
3.4.2 Kolmannen kertaluvun leikkauspiste	14
3.5 Stabiilisuus	15
4 VAHVISTINRAKENTEITA JA SUUNNITTELUTEORIAA	18
4.1 Yhteislähdevahvistin	18
4.2 Kaskadikytetty vahvistin	22
4.3 Differentiaalivahvistin	23
4.4 MOSFETin koon määrittäminen	25
5 GNSS LNA:N SUUNNITTELU JA TOTETUS	27
5.1 LNA 180 nm:n CMOS-prosessilla	28
5.1.1 Suunnittelu ja rakenne	28
5.1.2 Simulaatitulos	32
5.1.3 Mittaustulokset	38
5.2 LNA 110 nm:n CMOS-prosessilla	46
5.2.1 Suunnittelu ja rakenne	46
5.2.2 Simulaatitulos	51
5.3 Kelojen fyysinen toteutus ja simuloiminen	57

6 POHDINTA	59
7 YHTEENVETO	63
LÄHTEET	64
LIITTEET	65

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

A_1	ensimmäisen testisignaalin amplitudi
A_2	toisen testisignaalin amplitudi
A_v	jännitevahvistus
A_{v0}	keskikaistan vahvistus
A_{Vd}	differentiaali-jännitevahvistus
a_1	jännite- ja virta-aallon saapuminen tulossa
a_2	jännite- ja virta-aallon saapuminen lähdössä
B	kaistanleveys
b_1	sironta tulossa
b_2	sironta lähdössä
C	kondensaattori
C_{GS}	MOSFETin hilan ja lähteen välinen kondensaattori
C_{gd}	takaisinkytkentä-kapasitanssi
C_{load}	kapasitiivinen kuorma
C_{ox}	kapasitanssi hilanoksidin pinta-alayksikköä kohden
F	kohinakerroin
F_{tot}	yhteenlaskettu kohinakerroin
f	taajuus
f_T	yksikkövahvistuksen taajuus
G	tehovahvistus
g_{d0}	MOSFETin kanavan tehollinen konduktanssi
g_{ds}	nielukonduktanssi
g_m	siirtokonduktanssi
I	tuloportti
I_{DD}	käyttövirta
I_{DS}	nielu-lähdevirta
i_{in}	tulovirta

I_d	nieluvirta
i_{Ls}	lähteellä olevan kelan läpi menevä virta
\bar{i}_{dN}^2	MOSFETin nielun kanavan virtakohina
J	lähtöportti
j	imaginääriyksikkö
K	stabiilisuuserroin
KP	luontainen siirtokonduktanssi
k	Boltzmannin vakio ($1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)
k_v	vakio, joka on 3 tai 12 riippuen onko hila kytketty yhdestä vai kahdesta suunnasta.
L	kela
L	MOSFETin hilan pituus
L_{att}	epäsovitukselta johtuva tehohäviö
L_G	hilalla oleva kela
L_S	lähteellä oleva kela
N_p	järjestelmän porttien määrä
N	MOSFETin sormien lukumäärä
P_{out}	lähtösignaalin teho
Q	hyvyysluku
R	vastus
R_L	kuorman reaaliosa
R_G	MOSFETin hilan resistanssi
R_S	hilan liuskaresistanssi
R_s	lähteen resistanssi
R_Z	efektiivinen kuormaresistanssi
R_g	kaikkien resistanssien yhteenlaskettu summa tulossa
r_{ds}	nielukonduktanssin käänteisluku
r_{out}	lähtöimpedanssi
S	sirontaparametri

S_{21}	vahvistus
S_{11}	tulosovitus
S_{22}	lähtösovitus
S_{12}	isolaatio
T	lämpötila kelvineinä
t	aika
V_{in}	tulojännite
V_{DD}	käyttöjännite
V_{DS}	nielu-lähdejännite
V_{GS}	hila-lähdejännite
V_{th}	kynnysjännite
V_{IO}	MIPI-käyttöjännite
$\overline{V_{gN}^2}$	MOSFETin hilan resistanssin jännitekohina
v_{gs}	MOSFETin hilan ja lähteen välinen jännite
v_{out}	lähtöjännite
v_{in}	tulojännite
W	MOSFETin leveys
W_{opt}	optimaalinen MOSFETin leveys
Y	admittanssiparametri
Z	impedanssiparametri
Z_o	siirtolinjan impedanssi, ominaisimpedanssi
Z_S	lähteen impedanssi
Z_L	kuorman impedanssi
Z_S^*	lähteen konjugaati-impedanssi
Z_L^*	kuorman konjugaatti-impedanssi
Z_{in}	tuloimpedanssi
Z_{out}	lähtöimpedanssi
Z_{load}	kuormaimpedanssi
α	MOSFETin skaalauskerroin

Γ_S	lähteen heijastuskerroin jännitteelle
Γ_L	kuorman heijastuskerroin jännitteelle
Γ_{in}	tulon heijastuskerroin
Γ_{out}	lähdön heijastuskerroin
Δ	väliparametri
ε_{ox}	oksidin dielektrinen permittiivisyys
γ	vakio (0,5...1)
γ_S	lähteen heijastuskerroin teholle
γ_L	kuorman heijastuskerroin teholle
μ	stabiilisuuskeroin
μ_n	MOSFETin kanavan liikkuvuus
λ	MOSFETin kanavan pituuden modulaatiokerroin
π	pii (3,14...)
ω	kulmataajuus
ω_T	yksikkövahvistuksen kulmataajuus
CMOS	komplementtimetallioksidipuolijohde (Complementary Metal Oxide Semiconductor)
DMM	yleismittari (Digital Multimeter)
DUT	testattava piiri (Device Under Test)
GLONASS	satelliittipaikannusjärjestelmä (Global Navigation Satellite Systems)
GND	maa (Ground)
GNSS	satelliittipaikannusjärjestelmä (Global Navigation Satellite Systems)
GPB	yleiskäyttöinen dataväylä (General Purpose Instrument Bus)
GPS	satelliittipaikannusjärjestelmä (Global Positioning System)
IC	integroitu piiri (Integrated Circuit)
ICP_{1dB}	tulon yhden desibelin kompressipiste
$IIP3$	kolmannen kertaluvun leikkauspiste
$IMD3$	kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatiosärö
LNA	pienikohinainen vahvistin (Low Noise Amplifier)

MIPI	metallioksidifetti (Mobile Industry Processor Interface)
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NF	kohinaluku (Noise Figure)
P_{IMD3}	kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatiosärö teho
PC	tietokone (Personal Computer)
PNA-X	piirianalysaattori
PSU	teholähde (Power Supply Unit)
RF	radiotaajuus (Radio Frequency)
SNR	signaali-kohinasuhde (Signal-to-Noise Ratio)
SNR_{in}	signaali-kohinasuhde tulossa
SNR_{out}	signaali-kohinasuhde lähdössä
RF_{in}	radiosignaalin sisääntulo
RF_{out}	radiosignaalin ulostulo

1 JOHDANTO

Nykypäivänä ihmisillä on käytössä monenlaisia mobiililaitteita, jotka lähettävät ja vastaanottavat RF-signaaleja (Radio Frequency). Vastaanotettavat signaalit voivat olla hyvinkin heikkoja tehotasoltaan. Signaalien amplituditasoa pitää vahvistaa niin, että signaalin kohinataso ei suurenisi paljon, jotta signaaleja voidaan tulkita luotettavasti vastaanottimessa. Vastaanottimessa heti suodattimen jälkeen on pienikohinainen vahvistin (Low Noise Amplifier, LNA), joka vahvistaa antennilta tulevan signaalin.

LNA:n keskeisimpiä vaatimuksia ovat suuri vahvistus, pieni kohinaluku, hyvä lineaarisuus ja pieni virrankulutus. Kaikkien vaatimusten saaminen erittäin hyväksi on haasteellista suunnittelun kannalta.

Tässä työssä suunniteltiin kaksi LNA:ta 1575 MHz:n käyttötaajuudelle GNSS-järjestelmiä (Global Navigation Satellite System) varten. Kummatkin LNA:t valmistettiin CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) ZeroCap -prosessilla. Ensimmäinen LNA suunniteltiin 180 nm:n prosessilla ja toinen 110 nm:n prosessilla. Työn keskeisin tarkoitus oli tutkia ja suunnitella sellainen LNA, joka voidaan asentaa koaksiaalikaapelin sisälle. Haasteensa suunnitteluun toi se, että LNA:ssa sai olla vain neljä nastaa, kaksi maalle (GND), yksi RF-signaalin sisäänmenolle ja yksi RF-signaalin ulostulolle. Koska käyttöjännitteelle ei ole omaa nastaa, piti se tuoda RF-signaalin ulostulon kautta.

Työssä tutkittiin, onko 110 nm:n valmistusprosessista hyötyä LNA:n suorituskyvyllä verrattuna 180 nm:n valmistusprosessiin. Työssä tutkittiin myös käyttövirran ja tulokelan Q -arvon vaikutusta kohinalukuun.

Aiheesta löytyy paljon hyvää materiaalia. Myös erilaisia töitä löytyy aiheeseen liittyen. Mikko Kaltiokallio [1] on omassa väitöskirjassaan kehittänyt kaksoistakaisinkytketyn LNA:n, joka saavuttaa tasaisen taajuusvasteen ja sovituksen 1,6 GHz:n taajuudella yhtä kela hyödyntäen. Jussi Ollikainen [2] on omassa diplomityössään tehnyt laajakaistaisen LNA:n kognitiiviseen radiovastaanottoon.

Tämän opinnäytetyön luvuissa 3–4 kerrotaan LNA:n suunnitteluun liittyvää teoriaa. Luvussa 5 kerrotaan tässä työssä suunniteltujen LNA:n suunnittelusta ja rakenteista sekä esitellään kummankin simulaatiotulokset. Pelkästään 180 nm:n prosessilla valmistetun

LNA:n mittaustulokset esitellään. Luvussa 6 pohditaan saatuja tuloksia ja tehdään johtopäätökset.

2 TYÖN TARKOITUS JA LNA-SPEKSIT

Työn tarkoituksena oli suunnitella kaksi LNA-piiriä, jotka toimivat GNSS-taajuudella, $f=1575$ MHz. LNA:t valmistetaan 180 nm:n ja 110 nm:n CMOS ZeroCap -prosesseilla. Piireille oli määritelty tavoitespesifikaatiot, joihin minimissään pyrittiin (taulukko 1). Piirien suunnittelussa käytettiin apuna Cadence ja Advanced Design Systems (ADS) simulaatio-ohjelmia. Piirien layoutit piirrettiin Cadencen layout-työkalulla. Piireistä mitattiin keskeisimmät mittaukset ja todennettiin piirien toiminta. Työssä myös vertailtiin valmistusprosessien eroja ja pohdittiin, onko prosessin pienentymisestä hyötyä suorituskyvyn suhteen.

Taulukko 1. Tavoitespesifikaatiot.

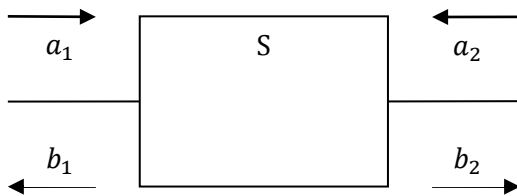
Symboli	Parametri	Min	Typ	Max	Yksikkö
f	Käyttötaajuus	1559	1575	1610	MHz
S_{21}	Vahvistus		16		dB
S_{11}	Tulosovitus		-15		dB
S_{22}	Lähtösovitus		-15		dB
S_{12}	Isolaatio		-35		dB
NF	Kohinaluku		0,8		dB
ICP_{1dB}	Tulon 1 dB:n kompressiopiste		-7		dBm
$IIP3$	Tulon 3. kertaluvun leikkauspiste		3		dBm
V_{DD}	Käyttöjännite	2,4		3,1	V
I_{DD}	Käyttövirta		7		mA

3 PERUSKÄSITTEITÄ LNA-SUUNNITTELUSSA

3.1 S-parametrit

S-parametreja (sirontaparametri) käytetään kuvaamaan RF-piirin toimintaa. Muita toimintaa kuvaavia parametreja ovat impedanssiparametri (Z) ja admittanssiparametri (Y). S-parametrit, kuten muutkin parametrit, kuvaavat verkon jänniteaaltojen tai virta-aaltojen vastetta saapumishetkellä tai heijastumista useista porteista sattumanvaraisessa verkossa. Verkossa voi olla useampi tuloportti I ja lähtöportti J . Porttien määrä voidaan laskea yhteen $N_p = I + J$, jolloin verkosta käytetään nimitystä N -porttien verkko. [3]

S-parametrit eroavat huomattavasti Z - ja Y -parametreista, koska S-parametrit eivät tarvitse avoimia tai oikosuljettuja portteja piireissä, vaan portit päätetään ominaisimpedanssilla Z_o . Yksinkertaisin verkko on 2-porttinen (kuva 1). Useamman portin verkossa tarvittava porttien määrä on N_p^2 , jotta voidaan kuvata verkon toiminta. 2-porttisessa verkossa jännite- ja virta-aaltojen saapumista portteihin kuvataan a_1 ja a_2 -symboleilla, ja näiden aaltojen sirontaa porteista kuvataan b_1 ja b_2 -symboleilla. [3], [4]



Kuva 1. 2-porttinen verkko.

Lähtevät sironta-aallot b_1 ja b_2 muodostuvat kummastakin saapuvasta aallosta a_1 ja a_2 . b_1 ja b_2 voidaan silloin kirjoittaa [3]

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (3.1)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3.2)$$

tai

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

S-parametrien määrittäminen vaatii useita mittauksia eri porteista. Yksittäisten S_{ij} -parametrien mittaamisessa pitää yksi porteista päättää impedanssilla Z_o , joka on yleensä 50Ω . S-parametrit voidaan kirjoittaa [3], [4]

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad (3.4)$$

$$S_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0}, \quad (3.5)$$

$$S_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0}, \quad (3.6)$$

$$S_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0}. \quad (3.7)$$

Voidaan ajatella, että laatikko S kuvassa 1 on vahvistin ja vasemmalla puolella on tulo ja oikealla puolella on lähtö. Silloin S_{11} on tulevan signaalin suhde vahvistimen tulosta heijastuvaan signaaliin ja S_{22} on lähtevän signaalin suhde kuormasta takaisin heijastuvaan. Käytännössä S_{11} ja S_{22} ilmaisevat, kuinka hyvin kyseinen vahvistin on sovittunut 50Ω :iin, joka on yleisin käytetty impedanssi RF-sovelluksissa. S_{21} on lähtevän signaalin suhde tulevaan signaaliin, ja näin ollen ilmaisee vahvistimen vahvistuksen tai vaimennuksen. S_{12} on tulosta heijastuvan signaalin suhde kuormasta heijastuvaan signaaliin. Käytännössä S_{12} ilmaisee, kuinka paljon vahvistin vaimentaa takaisin päin tulevaa signaalia.

3.2 Heijastuminen ja impedanssisovitus

3.2.1 Heijastuminen

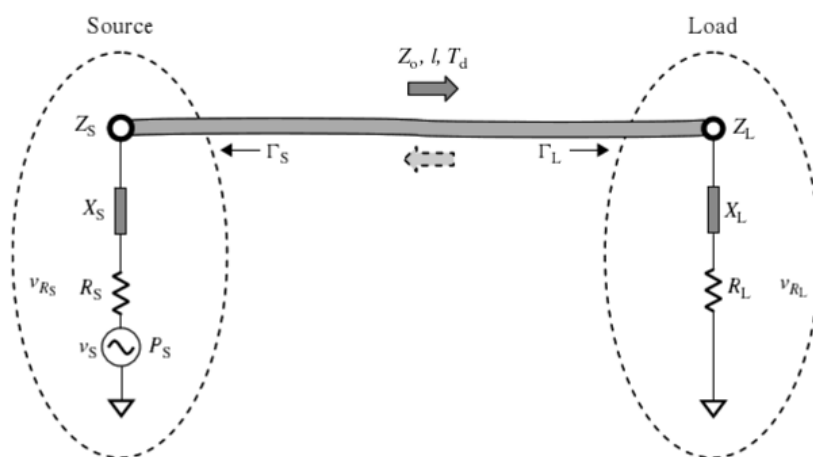
Signaalia siirrettäessä lähteestä kuormaan tapahtuu aina heijastumista. Jännitteen siirrossä jännite siirretään lähteestä kuorman reaaliosaan (kuva 2). Jännitteen heijastuskertoimet lähteelle ja kuormalle ovat

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad (3.8)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \quad (3.9)$$

missä Z_S on lähteen impedanssi, Z_L on kuorman impedanssi ja Z_0 on siirtolinjan impedanssi, joka on yleensä 50Ω [5]. Lähteen ja kuorman impedanssit voivat olla erisuuruiset kuin Z_0 , jos niitä ei ole sovitettu sovituspiirillä, jolloin

$$Z_S \neq Z_0 \text{ ja } Z_L \neq Z_0. \quad (3.10)$$



Kuva 2. [5] Jännitteen siirto lähteestä kuormaan.

Lähteessä ja kuormassa tapahtuu jänniteheijastumista, kun heijastuskertoimet ovat

$$\Gamma_S \neq 0 \text{ ja } \Gamma_L \neq 0. \quad (3.11)$$

Jännitettä siirrettäessä lähteestä kuormaan osa jännitteestä heijastuu takaisin lähteeseen, jos impedanssit eivät ole täysin samat. Jännite kimpoilee lähteen ja kuorman välillä. Jännite kuorman reaaliosassa R_L on kaikkien kimpoilevien jännitteiden summa. [5]

Tehoa siirretään samalla tavalla lähteestä kuorman reaaliosaan kuin jännitteen siirrossa. Tehon siirrossa tapahtuu myös heijastumista. Lähteen ja kuorman heijastuskertoimet ovat γ_S ja γ_L . Tehon heijastuskertoimien ja jännitteen heijastuskertoimien suhde on

$$\gamma_S = \Gamma_S^2, \quad (3.12)$$

$$\gamma_L = \Gamma_S^2. \quad (3.13)$$

Myös tehonsiirrossa teho kimpoilee lähteen ja kuorman välillä. Teho kuorman reaaliosassa R_L on kimpoilevien tehojen summa. [5]

3.2.2 Impedanssisovitus

LNA-suunnittelussa impedanssisovitus on yksi tärkeimmistä tehtävistä, koska LNA:n tuloon halutaan siirtää signaali, jonka amplitudi on mahdollisimman suuri, jotta signaali-kohinasuhde (SNR, Signal-to-Noise Ratio) olisi mahdollisimman hyvä LNA:n tulossa. LNA on ensimmäinen vastaanottava piiri, joka vastaanottaa ja vahvistaa antennilta tulevan signaalin. Antennin ja LNA:n välillä on yleensä suodatin, jonka läpi signaali kulkee ennen kuin se saavuttaa LNA:n. Yleensä LNA:n tulon impedanssi ei ole sama kuin antennin ja siirtolinjan ominaisimpedanssi. Jotta signaali ei heijastuisi LNA:n tulosta takaisin antenniin, pitää LNA:n tulo sovittaa ominaisimpedanssiin impedanssisovituspiirillä. [5],[6]

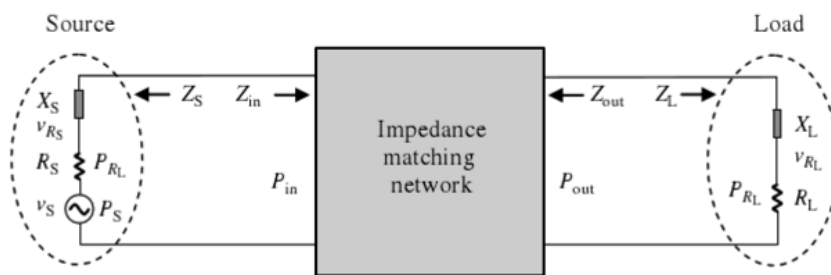
Impedanssisovituspiirin tehtävä on muuntaa alkuperäinen impedanssi ominaisimpedanssiksi, joka yleensä on 50Ω . Jossain tapauksissa voidaan sovitus joutua tekemään toiselle impedanssille kuin 50Ω kustannussyistä tai suorituskyvyn parantamiseksi. Jotta LNA voidaan testata, tulee tulon ja lähdön sovitukset kuitenkin sovittaa 50Ω :iin, koska yleisesti kaikkien mittalaitteiden portit ovat 50Ω . [5]

Usein lähteen impedanssin konjugaatti ei soviteta kuorman impedanssin kanssa. Tästä syystä teho ei pääse siirtymään hyvin lähteestä kuormaan, vaan osa tai pahimmassa tapauk-

sessä kaikki teho heijastuu takaisin lähteeseen. Lisäämällä sovituspiiri lähteen ja kuorman välille saadaan impedanssien konjugaatit samansuuruisiksi (kuva 3). Sovituspiirin tulon impedanssin tulee vastata lähteen konjugaatti-impedanssia Z_S^* ja sovituspiirin lähtö impedanssin tulee vastata kuorman konjugaatti-impedanssia Z_L^* jotka ovat [5]

$$Z_{in} = Z_S^*, \quad (3.14)$$

$$Z_{out} = Z_L^*. \quad (3.15)$$



Kuva 3. [5] Impedanssin sovituspiiri lähteen ja kuorman välissä.

LNA:n tuloimpedanssisovitus määritetään S -parametrin S_{11} avulla, jolloin

$$S_{11} = 20 \log \left| \frac{Z_{in} - Z_o}{Z_{in} + Z_o} \right|, \quad (3.16)$$

jossa Z_o on ominaisimpedanssi ja Z_{in} on tuloimpedanssi. Paluuvaimennuksen S_{11} yksikkö on [dB]. Yleisesti pidetään hyväksyttävänä, jos S_{11} on pienempi kuin -10 dB tai vastaavasti yli 90 % tulevasta signaalin energiasta menee LNA:lle. Epäsovitukselta johtuva tehohäviö määritellään kaavalla

$$L_{att} = 10 \log(1 - |S_{11}|^2). \quad (3.17)$$

Sovituspiiri voidaan tehdä passiivisilla tai aktiivisilla komponenteilla. Sovituspiiri tehdään yleensä passiivisilla komponenteilla, koska se on yksinkertaisempi, ei kuluta virtaa ja on kustannustehokkaampi, kuin aktiivisilla komponenteilla toteutettu. Passiivisessa sovituspäätelässä voidaan käyttää keloja, kondensaattoreita ja vastuksia. Vastuksia ei yleensä käytetä, koska ne vaimentavat signaalia ja aiheuttavat huomattavaa kohinaa. [5]

Järjestelmällä on kaistanleveys, joka tulee ottaa huomioon sovituspäiriä suunnitellessa. Yleensä puhutaan kapeakaistaisesta ja leveäkaistaisesta järjestelmästä. Järjestelmää pidetään kapeakaistaisena, jos sen kaistanleveys on alle 15 % tai 10 % käyttötaajuudesta riippuen lähdemateriaalista, ja leveäkaistaisena, jos kaistanleveys on yli edellä mainittujen prosenttien. Kyseinen erottelu ei perustu suoraan teoriaan vaan insinöörien suunnittelussa havaittuihin kokemuksiin. Jos kaistanleveys on lähellä raja-arvoa (15 % tai 10 %), on parempi käsitellä järjestelmää leveäkaistaisena, jotta saadaan tarvittava suorituskyky kapeakaistaisen sekä leveäkaistaisen tapauksissa. [5],[3]

Leveäkaistaisen RF-päirin suunnittelussa tulee ottaa huomioon koko taajuusalue sovituspäirin suunnittelussa, mutta kapeakaistaisen RF-päirin suunnittelussa riittää pelkkä keskitaajuuden huomioiminen. Kapeakaistaisessa päirissä kaistanleveys on sen verran kapea, että keskitaajuuden sovitus antaa hyvän arvion koko kaistan sovituksesta. [5]

Kapeakaistaisen LNA:n sovitukseen käytetään usein LC-sovitusta. Siinä MOSFETin hilalle ja lähteelle laitetaan kelat, jolloin ne resonoivat kondensaattorin (C_{GS}) kanssa. Kun kelat resonoivat C_{GS} :n kanssa, kelojen ja kondensaattorin reaktanssit kumoavat toisensa, jolloin jäljelle jää resistiivinen komponentti. Induktiivisella reaktanssilla voidaan myös muuttaa resistiivisen komponentin arvoa, jotta se vastaa paremmin signaalilähteen resistanssia.

Tulojännite (V_{in}) muodostuu kelan (L_G), resistanssin (R_G) ja kondensaattorin (C_{GS}) jännitehäviöiden summasta, sekä lisäksi kelan (L_S) jännitehäviöstä. L_S :n läpi menevä virta (i_{L_S}) muodostuu siirtokonduktanssista (g_m). Virta (i_{L_S}) voidaan laskea kaavalla

$$i_{L_S} = i_{in} + g_m v_{gs} = i_{in} \left(1 - \frac{g_m}{j\omega C_{GS}} \right), \quad (3.18)$$

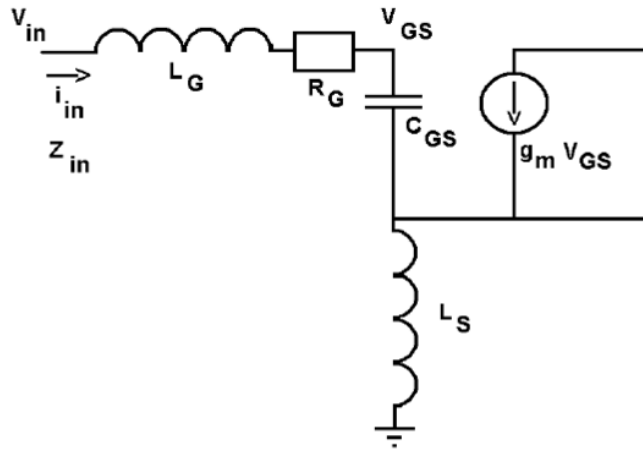
missä v_{gs} on hila-lähdējännite, ω on kulmataajuus ja C_{GS} on hilan ja lähteen välinen kapasitanssi.

Tuloiimpedanssin muodostaa tulojännitteen (V_{in}) ja tulovirran (i_{in}) suhde, joka voidaan laskea kaavalla

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} = \left(R_G + \frac{g_m L_S}{C_{GS}} \right) + j\omega(L_G + L_S) - \frac{j}{\omega C_{GS}}, \quad (3.19)$$

missä R_G on hilalla olevien resistanssien summa, L_S on lähteellä olevan kelan induktanssi ja L_G on hilalla olevan kelan induktanssi.

Resistanssi (R_G) sisältää MOSFETin hilan resistanssin ja kelan (L_G) parasiittisen sarjaresistanssin (kuva 4). Kelat (L_G ja L_S) resonoivat kondensaattorin (C_{GS}) kanssa, jolloin reaktiivinen osa tuloimpedanssista häviää. Jäljelle jäävä reaali osa sovituu ominaisresistanssin kanssa.



Kuva 4. [3] Lähdedegeneroidun yhteislähde vahvistimen sijaiskytkentä.

Resonanssitaajuus voidaan laskea kaavalla

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_G + L_S)C_{GS}}}. \quad (3.20)$$

LNA:n tulosoituksessa voidaan käyttää monenlaisia kytkentöjä riippuen käyttötarkoituksesta. Esim. kytkentään voidaan lisätä kondensaattori kelan (L_G) ja vastuksen (R_G) väliin ja kondensaattorin toinen pää kytketään maapisteeseen. Näin kytkentään saadaan yksi komponentti lisää millä voidaan säätää sovitusta. Lähtösovitus tehdään samalla tavalla kuin tulosoitus. MOSFETin nielulle laitetaan kela ja kondensaattori, jotka resonoivat keskenään.

Sovituksessa tulee ottaa huomioon erilaiset komponenttien muodostamat parasiittiset komponentit, koska ne voivat vaikuttaa lopulliseen sovitukseen merkittävästi. Myös erilaisien metallivetojen väliset parasiittiset komponentit voivat vaikuttaa sovitukseen, joita muodostuu IC-piirillä. Yleensä sovitukset ovat pienemmällä taajuudella kuin oli suunniteltu, jos kaikkia parasiittisiä komponentteja ei oteta huomioon sovituksessa. Nykyään parasiittisiä komponentteja voidaan simuloida suoraan piirretystä layoutista, jolloin parasiittiset komponentit saadaan suhteellisen hyvin otettua huomioon.

3.3 Kohina

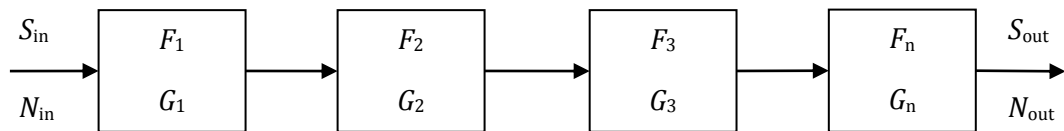
3.3.1 Kohinaluku

RF-järjestelmissä on yleensä monta lohkoa (kuva 5). Yhden lohkon kohinaa voidaan mitata kohinakertoimella (F). Kohinakerroin kertoo, paljonko signaali-kohinasuhde heikkenee lohkoissa[2]. Kohinakerroin voidaan laskea signaali-kohinasuhteen avulla, jolloin

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}/N_{in}}{S_{out}/N_{out}}, \quad (3.21)$$

jossa SNR_{in} on signaali-kohinasuhde tulossa ja SNR_{out} on signaali-kohinasuhde lähdössä. Järjestelmän kohinaominaisuuksia yleensä kuvataan kohinaluvun (NF , Noise Figure) avulla. Kohinaluku on kohinakerroin desibeleinä ja voidaan laskea kaavalla

$$NF = 10 \log F. \quad (3.22)$$



Kuva 5. RF-järjestelmää kuvaava lohkokkaavio.

Järjestelmän yhteenlaskettu kohinakerroin F_{tot} voidaan laskea Friisin kaavalla

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{\prod_{i=1}^{n-1} G_i}, \quad (3.23)$$

missä $F_1 \dots F_n$ ovat kohinakertoimia eri lohkoissa ja $G_1 \dots G_n$ ovat niiden vahvistuksia. Käytännössä ensimmäinen lohko määrää koko järjestelmän kohinan. Kaavan käyttö vaatii, että sarjankytketyt lohkot ovat impedanssisovitettu toisiinsa nähden. Yleensä IC-vastaanottimissa näin ei ole, joten Friisin kaavasta voidaan käyttää muunnelmää. Kaava käyttää jännitesuureita ja huomioi lohkojen väliset impedanssit. [2]

3.3.2 LNA:n kohina

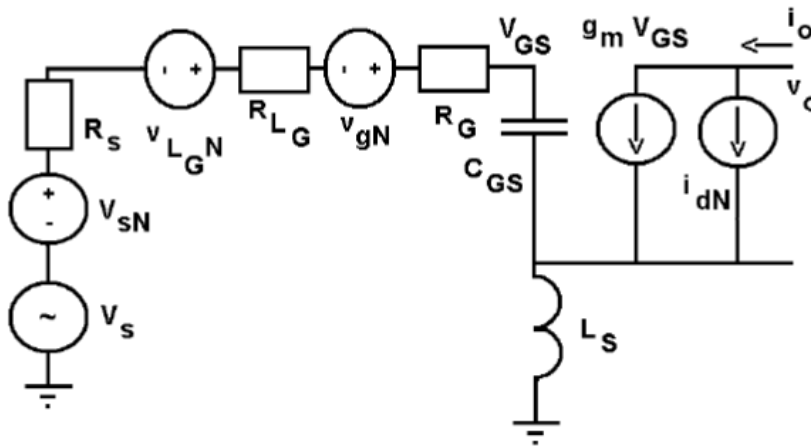
LNA:n kaksi ensisijaista kohinalähdettä ovat MOSFETin nielun kanavan kohina (\bar{i}_{dN}^2) ja hilan resistanssin aiheuttama kohina (\bar{V}_{gN}^2). Kohinat (\bar{i}_{dN}^2 ja \bar{V}_{gN}^2) voidaan laskea kaavoilla [3]

$$\bar{i}_{dN}^2 = 4kT\gamma g_{d0}B; \bar{i}_{dN-in}^2 = 4kT\gamma g_{d0}B \left(\frac{f}{f_T}\right)^2, \quad (3.24)$$

$$\bar{V}_{gN}^2 = 4kTR_GB \cong 4kT \left(\frac{1}{k_v N} \frac{W}{L} R_S \right) B, \quad (3.25)$$

missä k on Boltzmannin vakio, T on lämpötila kelvineinä, γ on vakio (yleensä 0,5...1), g_{d0} on kanavan tehollinen konduktanssi, B on kaistanleveys, f on käyttötaajuus, f_T on yksikövähvistuksen taajuus, N on MOSFETin sormien määrä, W on MOSFETin leveys, L on MOSFETin hilan pituus, R_S on hilan liuskaresistanssi ja k_v on vakio, joka on 3 tai 12 riippuen onko hila kytketty yhdestä vai kahdesta suunnasta.

LNA:n toinen merkittävä kohinalähde on tulosovituksessa käytettävät kelat, tulokela (L_G) ja lähdekela (L_S) (lähdedegeneroitu kytkentä) [3]. Lähdedegeneroidun LNA:n kohinalähteet on esitetty kuvassa 6.



Kuva 6. [3] Lähdedegeneroidun LNA:n kohinalähteet.

Kelojen Q -arvolla on suuri merkitys niiden aiheuttamaan kohinaan. Q -arvon ollessa huono, on kelalla paljon sarjaresistanssia, joka aiheuttaa lämpökohinaa. Varsinkin tulokelan Q -arvolla on suuri merkitys LNA:n kohinalukuun, koska tulokelan sarjavastus on sarjassa MOSFETin hilan vastuksen kanssa. Kelan Q -arvon voi laskea kaavalla

$$Q = \frac{2\pi L}{R}, \quad (3.26)$$

missä L on kelan induktanssi ja R on kelan sarjavastus. LNA:n kohinaluku voidaan laskea kaavalla

$$NF = 1 + \frac{R_g}{R_s} + \frac{\gamma}{\alpha} g_m R_s \left(\frac{f}{f_T} \right)^2 \left(1 + \frac{\omega_T L_s + R_g}{R_s} \right)^2, \quad (3.27)$$

missä R_g on yhteen laskettu resistanssi tulossa, R_s on lähteen resistanssi, α skaalauskerroin ja ω_T on yksikkövahvistuksen kulmataajuus.

LNA:n kohinalukua saadaan parannettua huomattavasti kun tulokelan Q -arvo on suuri. Kohinaluku paranee myös, jos käytössä on MOSFET, jonka f_T on suuri ja MOSFET on monihilainen. [3]

Siirtokonduktanssin (g_m) vaikutus kohinaluvussa on monimutkainen. LNA:n kohinaluvun optimoiminen vaati kompromisseja. Vahvistuksen suurentaminen tai taajuusvasteen parantaminen voi suurentaa kohinalukua tai toisinpäin. Tuloimpedanssi, joka on optimaalinen kohinaluvulle, ei välttämättä ole optimaalinen maksimivahvistuksen kannalta. [3] Nykyään suunnittelussa pyritään maksimoimaan vahvistus ja minimoimaan kohina, mikä tuo oman haasteensa suunnitteluun.

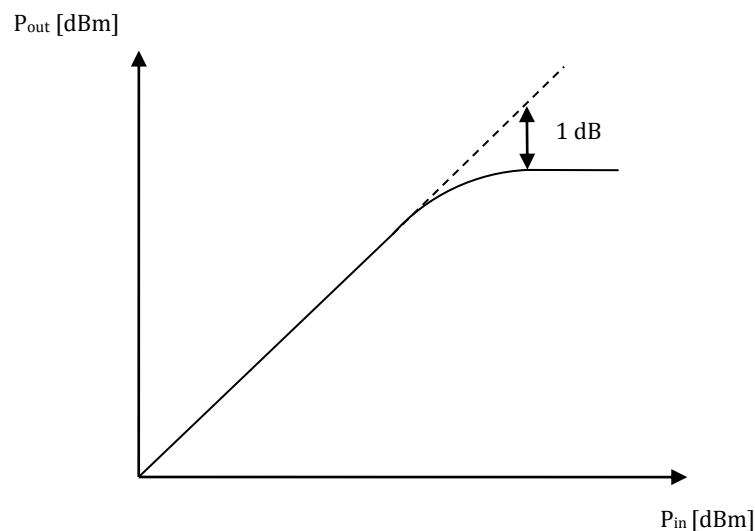
3.4 Lineaarisuus

Lineaarisuus ilmaisee kuinka hyvin vastaanotin sietää suuria signaaleja ja kuinka hyvin se pystyy käsittelemään häiriösignaaleja käyttötaajuudella. Häiriösignaalien voimistuessa huonontavat ne vastaanottimen signaali-kohinasuhdetta ja suorituskykyä. Vastaanottimen hyvä lineaarisuus on tärkeää, koska erilaiset vastaanottimet ja lähettimet voivat olla hyvinkin lähekkäin toisiaan. Tästä syystä vastaanottiin tulevat signaalit voivat olla hyvinkin suuria tehotasoiltaan ja häiritä vastaanotinta. Valmistajat haluavat myös hyvää lineaar-

risuutta, koska he haluavat minimoida suodattimien käytön, jotta kustannuksia saadaan pienemmiksi. Vastaanottimen lineaarisuutta mitataan tulon 1 dB:n kompressiopisteellä (ICP, Input Compression Point) ja tulon kolmannen kertaluvun leikkauspisteellä (IIP3, Input Intercept Point). [1], [2]

3.4.1 1 dB:n kompressiopiste

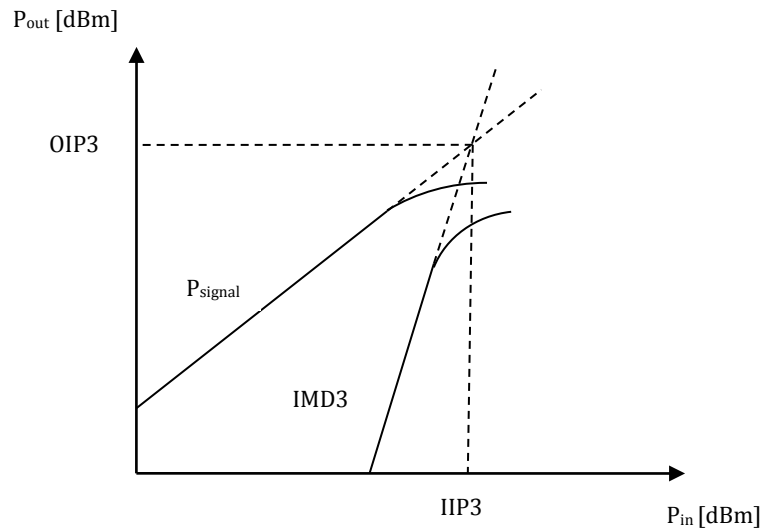
Vastaanottimella on jokin yläraja sille, kuinka suuritehoisen signaalin se pystyy vahvistamaan ilman että vahvistus kompressoituu. Vahvistuksen kompressio määritellään tulosignaalin ja lähtösignaalin erolla. Tulosignaalin tehoa kasvatetaan lineaarisesti ja sitä verrataan lähtösignaaliin. Jollain tulosignaalin tehotasolla vahvistus alkaa pienentyä ja lähtösignaalin teho ei enää kasva samassa suhteessa tulosignaaliin nähden (kuva 7). Vahvistus on kompressoitunut kun oletetun lähtösignaalin ja todellisen lähtösignaalin tehotasojen ero on 1 dB. [1], [2]



Kuva 7. Tulon 1 dB:n kompressiopiste.

3.4.2 Kolmannen kertaluvun leikkauspiste

Kolmannen kertaluvun leikkauspiste ilmaisee kuinka hyvin vastaanotin pystyy käsittelemään epälineaarisuustekijöitä. *IIP3* määritellään kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatiosärön (*IMD3*) ja perustaajuuden leikkauspisteellä (kuva 8).



Kuva 8. Kolmannen kertaluokan leikkauspiste.

Epälineaarisuuksista johtuva keskinäismodulaatiosäröä saadaan aikaiseksi kahdella testisignaallilla, joiden taajuuudet ovat $2\omega_1 - \omega_2$ ja $2\omega_2 - \omega_1$. Testisignaaleista muodostuu tulosignaali (v_{in}), joka voidaan kirjoittaa muotoon

$$v_{in} = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t), \quad (3.28)$$

missä A_1 on ensimmäisen testisignaalin amplitudi, A_2 on toisen testisignaalin amplitudi ja t on aika.

Kun testisignaalien tehoa kasvatetaan, kasvaa IMD3:n teho kolmenkertaisena desibeleissä testisignaaleihin verrattuna. IIP3 voidaan laskea kaavalla

$$IIP3 = \frac{3}{2}P_{out} - \frac{1}{2}P_{IMD3} - G, \quad (3.29)$$

missä P_{out} on lähtösignaalin teho, P_{IMD3} on kolmannen kertaluvun keskinäismodulaatiosärön teho ja G on tehovahvistus.

3.5 Stabiilisuus

Stabiilisuus on tärkeä osa vahvistinsuunnittelua. Vahvistin voi ruveta värähtelemään, ellei stabiilisuutta oteta huomioon suunnitteluvaiheessa. Stabiilisuus riippuu impedanssin ja heijastuskertoimen suhteesta. 2-porttisessa järjestelmässä on neljä heijastuskerrointa,

jotka ovat lähteen heijastuskerroin (Γ_S), kuorman heijastuskerroin (Γ_L), tulon heijastuskerroin (Γ_{in}) ja lähdön heijastuskerroin (Γ_{out}), sekä neljä S -parametria S_{11} , S_{22} , S_{12} ja S_{21} . Kaikkien heijastuskertoimien tulee olla pienempiä kuin yksi, jotta järjestelmä on stabiili. Kriittinen raja stabiilisuuden suhteen on silloin, kun Γ_{in} ja Γ_{out} ovat 1. Näin ollen vahvistimen tulee olla stabiili kaikilla tulon ja lähdön kuormilla. Yksi tapa tutkia stabiilisuutta on stabiilisuuskerroin K , joka perustuu S -parametreihin. Stabiilisuuskertoimen yhtälö on [3],[5]

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{21}S_{12}|}, \quad (3.30)$$

missä

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}. \quad (3.31)$$

Stabiilisuuskertoimen pitää olla yli yhden ja väliparametrin (Δ) pitää olla alle yhden kaikilla taajuuksilla, jotta vahvistin on ehdoitta stabiili [5].

$$K > 1 \quad (3.32)$$

$$|\Delta| < 1 \quad (3.33)$$

Toinen tapa stabiilisuuden tarkasteluun on μ -kerroin, joka määritellään

$$\mu = \frac{1 - [\text{mag}(S_{11})]^2}{\text{mag}[S_{22} - \Delta \text{conj}(S_{11})] + \text{mag}(S_{21}S_{12})}, \quad (3.34)$$

missä symbolien "mag(...)" ja "mag[...]" sulkujen sisässä on parametrien suuruudet ja symbolin "conj(...)" sulkujen sisässä on parametrin konjugaatti. Järjestelmä on ehdoitta stabiili, jos

$$\mu > 1, \quad (3.35)$$

muuten järjestelmä on epästabiili. μ -kerroin on riippuvainen S -parametreista. [5]

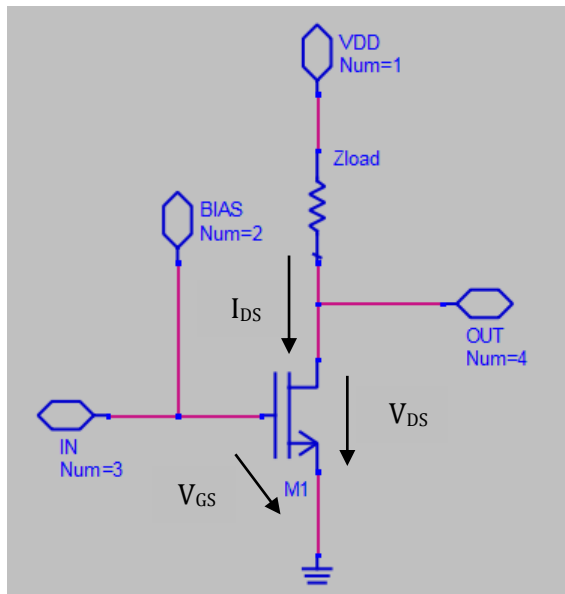
Jos vahvistus (S_{21}) on suuri, pitää isolaation (S_{12}) olla tällöin pieni, jotta vahvistin on stabiili. Suurin epästabiilisuuden aiheuttaja vahvistimessa on takaisinkytkentä-kapasitanssi (C_{gd}). Ei-haluttua takaisinkytkentää voidaan vähentää monella tavalla. Yksi tapa on pienentää takaisinkytkentäkapasitanssia kaventamalla MOSFETin hilan leveyttä (W) mini-

miin siten, että tarvittava vahvistus kuitenkin saavutetaan. Tutkimukset ovat osoittaneet, että myös iso MOSFETin hilan vastus (R_G) tulossa vähentää takaisinkytkentäkapasitanssin vaikutusta, kun taajuus kasvaa. Vahvistimen lähdössä isolla rinnankytketyllä vastuksella tai takaisinkytketyllä vastuksella voidaan vähentää takaisinkytkentää. Huonoa takaisinkytketyn resistanssin käytössä on huomattava vahvistuksen pieneneminen. MOSFET-kaskadikytkentä parantaa yleisesti stabiilisuutta, koska se pienentää vahvistusta kaskaditransistorin lähdössä. Stabiilisuutta lisää myös se, kun kaskaditransistorin hilalle lisätään kapasitanssiltaan suuri kondensaattori, jolloin transistorin hila on kytketty RF-signaalin kannalta maapisteeseen. [3]

4 VAHVISTINRAKENTEITA JA SUUNNITTELUTEORIAA

4.1 Yhteislähdevahvistin

Yksinkertaisin vahvistintyyppi on yhteislähdevahvistin. Se on ydinosa kaskadi- ja differentiaalivahvistimissa. MOSFETin hilalle tuodaan vahvistettava signaali ja vahvistettu signaali otetaan nielulta ulos. Lähde vastaavasti on kytketty maihin, josta myös nimitys yhteislähde tulee. Nielulle laitetaan impedanssi (Z_{load}), joka toimii kuormana (kuva 9). Kun jännitteet (V_{DD} ja V_{GS}) kytketään, transistorin läpi alkaa kulkea virta (I_{DS}).

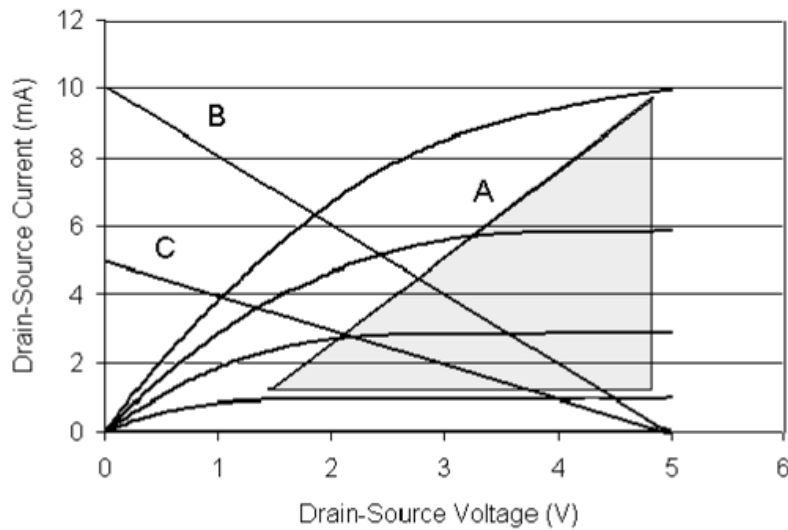


Kuva 9. Yhteislähdevahvistimen kytkentä.

Kuormana Z_{load} voidaan käyttää kelaa tai vastusta. Molemmissa komponenteissa on efektiivistä resistanssia (R_Z), johon jää jännitehäviötä. Jännite (V_{DS}) voidaan silloin laskea kaavalla

$$V_{DS} = V_{DD} - I_{DS}R_Z. \quad (4.1)$$

Virta (I_{DS}) määräytyy MOSFETin W/L suhteesta ja bias-jännitteestä (V_{GS}), joilla on suora vaikutus MOSFETin ominaiskäyrään. Ominaiskäyrästä voidaan määrittää transistorin toimintapiste, jotta se toimisi mahdollisimman lineaarisella alueella. Ominaiskäyrät voidaan piirtää jännitteen (V_{DS}) ja virran (I_{DS}) mukaan (kuva 10). [3]



Kuva 10. [3] MOSFETin ominaiskäyrä. Virran suhde jännitteeseen. A, B ja C ovat kuormaimpedansseja.

Pienillä signaaleilla saadaan hyvä kompromissi jänniteswingin ja lineaarisuuden suhteen, kun toimitaan varjostetulla alueella (kuva 10). Kaikilla MOSFETeilla ei ole samanlainen ominaiskäyrä, vaan se riippuu MOSFETin rakenteesta ja käytetyistä materiaaleista. Nielun jänniteswing maksimista minimiin voidaan laskea seuraavasti [3]

$$V_{DS,max} = V_{DD} - I_{DS,min}R_Z, \quad (4.2)$$

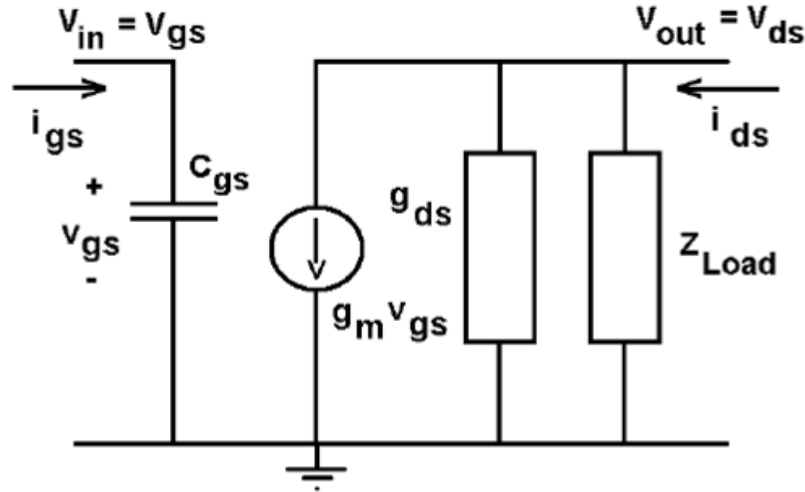
$$V_{DS,min} = V_{DD} - I_{DS,max}R_Z. \quad (4.3)$$

Jännite $V_{DS,min}$ tulisi valita siten, että ei toimita ominaiskäyrän kaarevalla alueella, jotta vahvistin olisi mahdollisimman lineaarinen.

RF-signaalin käyttäytymiseen vaikuttavat MOSFETin g_m , C_{GS} ja g_{ds} sekä kuormaimpedanssi. Vahvistimen toimintaa voidaan esittää sijaiskytkennällä (kuva 11). Tulojännitteeseen vaikuttaa hilan ja lähteen välissä oleva kapasitanssi (C_{gs}). Vahvistimen jännitevahvistus (A_v) voidaan laskea kaavalla

$$A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} = \frac{-g_m v_{gs} / (g_{ds} + Z_{load}^{-1})}{v_{gs}} = -\frac{g_m}{g_{ds} + Z_{load}^{-1}} = -\frac{g_m Z_{load}}{1 + g_{ds} Z_{load}}, \quad (4.4)$$

missä v_{out} on lähtöjännite, v_{in} on tulojännite, v_{ds} on nielun ja lähteen välinen jännite, v_{gs} on hilan ja lähteen välinen jännite, g_m on siirtokonduktanssi, g_{ds} on nielukonduktanssi, Z_{load} on kuormaimpedanssi.[3]



Kuva 11. [3] Yhteislähdevahvistimen sijaiskytkentä.

Kuormaimpedanssi ja nielukonduktanssi määrittävät jännitevahvistuksen. Jos kuormaimpedanssi on hyvin pieni, sen vaikutus jännitevahvistukseen on syytä huomioida ja näin ollen käyttää tarkkaa laskukaavaa. Kuormaimpedanssin ollessa suuri, dominoi g_{ds} vahvistusta. Tällöin vahvistuksen arvioinnissa voidaan käyttää kaavaa

$$A_v = -\frac{g_m}{g_{ds}} = -g_m r_{ds}, \quad (4.5)$$

missä

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{ds}}, \quad (4.6)$$

mistä tulee termi $G_m R$ tai jänniteohjattu virtavahvistin. [3]

Yhteislähdevahvistimen lähtöimpedanssia (r_{out}) voi arvioida pienillä signaaleilla katsoamalla MOSFETin nielusta päin ilman kuormaa ja RF-signaalia. MOSFETin r_{out} määräytyy DC-virran (I_{DS}) mukaan, jolloin lähtöimpedanssin suuruutta voi arvioida kaavalla

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}} = g_{ds} = r_{ds}^{-1} = r_{out}^{-1}, \quad (4.7)$$

jolloin

$$r_{out} = \frac{1}{\lambda I_{DS}}, \quad (4.8)$$

missä λ on MOSFETin kanavan pituuden modulaatiokerroin.

Kuorma voi olla myös kapasitiivista, jos signaali tuodaan vahvistimen seuraavaan asteeeseen tai asteiden väliin. Myös MOSFETissa on parasiittistä kapasitanssia. Kaikki kapasitanssit voidaan kasata yhdeksi kuormakapasitanssiksi (C_{load}), jolloin jännitevahvistuksen taajuusvasteessa on yksi napa, joka määräytyy $r_{ds}C_{load}$ mukaan. [3] Jännitevahvistus voidaan silloin kirjoittaa

$$\begin{aligned} A_v = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{v_{ds}}{v_{gs}} &= -\frac{g_m}{g_{ds} + Z_{load}^{-1}} = -\frac{g_m}{g_{ds} + j\omega C_{load}} \quad (4.9) \\ &= -\frac{g_m}{g_{ds}} \left(\frac{1}{1 + j\omega r_{ds} C_{load}} \right) = \frac{A_{v0}}{1 + j\omega r_{ds} C_{load}} \end{aligned}$$

Vahvistimen -3 dB:n rajataajuuteen kapasitiivisella kuormalla vaikuttavat C_{load} ja r_{ds} . Resistanssi (r_{ds}) on kääntäen verrannollinen nielun virtaan, jolloin transkonduktanssi on verrannollinen virtaan $\sqrt{I_{DS}}$. Keskikaistan vahvistus (A_{v0}) on silloin verrannollinen $1/\sqrt{I_{DS}}$. Iso vahvistus voidaan tässä tapauksessa saavuttaa pienellä virralla ja isolla MOSFETin W/L suhteella. [3] Tällöin keskikaistan vahvistus voidaan kirjoittaa

$$A_{v0} = -\frac{g_m}{g_{ds}} = -\frac{\sqrt{2KP \frac{W}{L} I_{DS}}}{\lambda I_{DS}} = \frac{\sqrt{2KP \frac{W}{L}}}{\lambda^2 I_{DS}}, \quad (4.10)$$

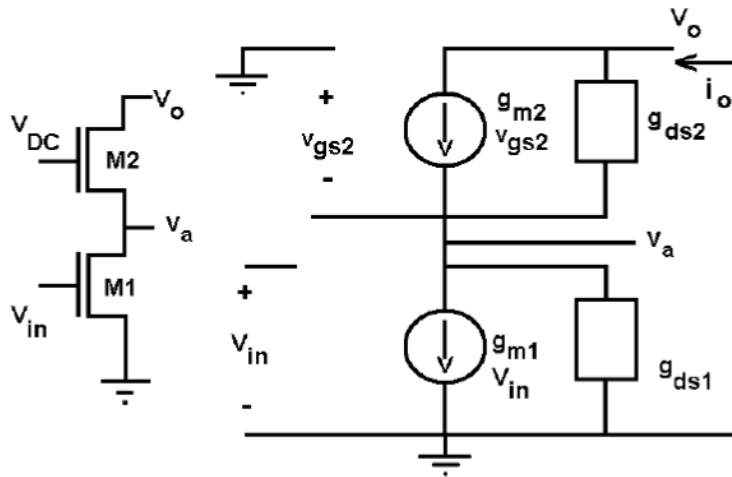
missä KP on luontainen siirtokonduktanssi.

Pienen bias-virran omaava MOSFET-vahvistin tarvitsee hyvän virtalähteen, jolla on suuri impedanssi. Suurilla taajuuksilla C_{load} latautuu ja purkautuu nopeasti, jolloin syntyy nopeita jännitevaihteluja. Tästä syystä vahvistin tarvitsee enemmän virtaa. Jotta vahvistin

saisi enemmän virtaa, pitäisi MOSFETin hilan leveyttä (W) suurentaa. Hilan leveyden suurentaminen lisää MOSFETin parasiittista kapasitanssia, jolloin jännitevahvistuksen taajuusvaste huononee. [3]

4.2 Kaskadikytetty vahvistin

Yhteislähddevahvistimen vahvistusta saadaan suurennettua ja Miller-kapasitanssin vaikutusta pienennettyä lisäämällä vahvistavan MOSFETin ja lähdön väliin kaskadi-MOSFET [5]. Kaskadikytettä lisää myös tulon ja lähdön välistä eristystä sekä parantaa lineaarisuutta [7]. Kaskadikytettä ja sen sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 12.



Kuva 12. [3] Kaskadikytettä ja sen sijaiskytkentä.

Kaskadikytettä lisää kytkennän lähtöimpedanssia ja näin ollen lisää vahvistusta. Kaskadikytännän lähtöimpedanssi voidaan laskea kaavalla

$$i_o = g_{ds1}v_a = g_{m2}v_{gs2} + g_{ds2}(v_o - v_a), \quad (4.11)$$

$$v_a = -v_{ds2} \rightarrow i_o = -g_{ds1}v_{gs2}, \quad (4.12)$$

$$r_{out} = \frac{v_o}{i_o} = r_{ds2} + r_{ds1}(1 + r_{ds2}g_{m2}) \cong r_{ds1}(g_{m2}r_{ds2}). \quad (4.13)$$

Kaskadi-MOSFETin vahvistus ($g_{m2}r_{ds2}$) lisää huomattavasti vahvistavan transistorin lähtöimpedanssia ja näin ollen MOSFETin lähtö näyttää ideaaliselta virtalähteeltä. Kaskadi-kytkennän vahvistus voidaan laskea kaavalla

$$A_{v0} = -g_m(r_{out}) \cong -g_m^2 r_{ds}^2 \cdot [3] \quad (4.14)$$

Kaskadi-kytkennällä on muutama huono puoli. Vahvistavan MOSFETin jänniteswing pienee, koska kaskadi-MOSFETille jää osa käyttöjännitteestä. Myös lisä-MOSFET lisää kytkennän kapasitanssia, joka taas vaikuttaa vahvistimen taajuusvasteeseen. [3]

4.3 Differentiaalivahvistin

Monissa RFIC-järjestelmissä on käytössä differentiaalisignaaleja, joiden vaihe-ero on 180° . Differentiaalivahvistinta käytetään vahvistamaan kyseisiä signaaleja. Differentiaalivahvistin myös parantaa kohinan sietokykyä RFIC-järjestelmissä, koska sillä on pieni yhteismuotoinen vahvistus. Yksinkertaisessa differentiaalivahvistimessa käytetään kahta samanlaisia yhteislähdevahvistinta. Toisen vahvistimen hilalle tuodaan jännite v_+ ja toiselle v_- (kuva 13). Vahvistetut signaalit tuodaan ulos MOSFETien nieluilta ja lähtöjännite on näiden kahden jännitteen erotus, joka voidaan laskea

$$v_{out} = v_{out+} - v_{out-} \cdot \quad (4.15)$$

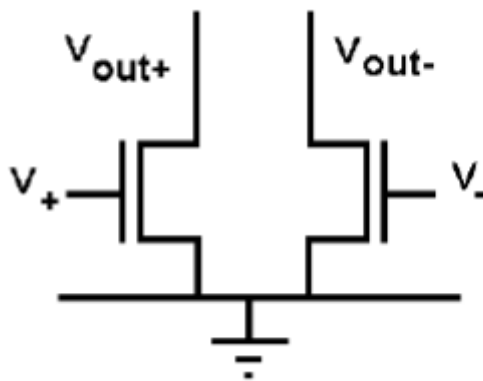
Differentiaalijännitevahvistus määritellään lähtöjännitteiden erotusten ja tulojännitteiden erotusten suhteella

$$A_{vd} = \frac{v_{out+} - v_{out-}}{v_+ - v_-} \cdot \quad (4.16)$$

Ideaalisessa tapauksessa missä kummatkin MOSFETit ovat täysin samanlaisia, voidaan differentiaalijännitevahvistus kirjoittaa

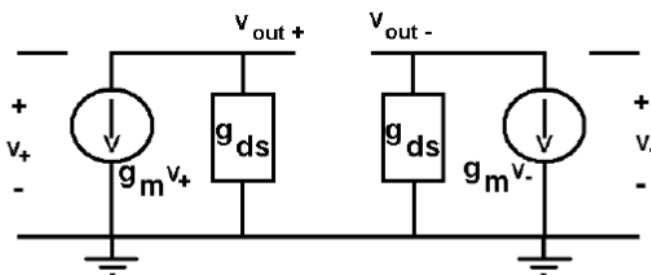
$$A_{vd} = -g_m r_{ds} \cdot \quad (4.17)$$

joka on täysin sama kuin yhteislähdevahvistimen vahvistus.



Kuva 13. [3] Differentiaalikytettä.

Sijaiskytkennän mukaan (kuva 14) lähtöjännitteet voidaan kirjoittaa $v_{out+} = -g_{m1}r_{ds1}v_+$ ja $v_{out-} = -g_{m2}r_{ds2}v_-$.



Kuva 14. [3] Differentiaalivahvistimen sijaiskytkettä.

Differentiaalivahvistimen vahvistus ja lähtöimpedanssi hyötyvät myös kaskadikytännästä, mutta samalla jänniteswing pienenee. Differentiaalivahvistinpiiri tuo parannuksia yhteislähddevahvistimeen verrattuna. Kohina ja muut häiriöjännitteet ovat samassa vaiheessa tulossa, koska MOSFETit ovat fyysisesti lähekkäin. Jännitteet kumoutuvat lähdössä, koska ne ovat samanvaiheiset. Differentiaalivahvistin pienentää myös harmonisia häiriösignaaleja. Varsinkin toisen kertaluvun harmoniset häiriösignaalit voidaan poistaa differentiaalivahvistimen lähdössä. Toisen kertaluvun harmoninen synnyttää DC-jännitteen lähtöön, mutta pienenee kun harmoninen signaali poistuu. Kyseinen jännite voidaan poistaa lisäämällä DC-block-kondensaattori, mutta se aiheuttaa alhaisen taajuusvasteen. [3]

Differentiaalivahvistimen MOSFETit eivät ole koskaan täysin samanlaisia, koska W/L suhde tai kynnyisjännite (V_T) vaihtelevat valmistusprosessista johtuen. Koska MOSFETit ovat erilaiset, syntyy niiden tuloon offset-jännite, joka häiritsee differentiaalivahvistusta. Myös epätäydellinen kumoaminen ja harmoniset signaalit rupeavat muodostumaan piiriin. Val-

mistusprosessista johtuvia eroja pyritään estämään jakamalla MOSFETit useampaan rinnakkaiseen osaan layoutissa, jotta erot jakautuvat tasaisesti MOSFETien kesken. Näin kummatkin puolet differentiaaliparista näkevät samanlaiset prosessiparametrit, koska ne ovat fyysisesti lähekkäin. [3]

4.4 MOSFETin koon määrittäminen

LNA-suunnittelussa ensimmäinen vaihe on MOSFETien koon määrittäminen. Määrittämisessä tulee ottaa huomioon koko, kustannus, suorituskyky ja monia muita asioita. [5]

Digitaalipiirisuunnittelussa MOSFETista on tullut hallitseva, koska sen kokoa ja virrankulutusta voidaan pienentää enemmän muihin transistoreihin verrattuna. MOSFETien koko on pienentynyt valtavasti viimeisen 15 vuoden aikana. MOSFETin hilan pituudesta on tullut avainparametri IC-prosessikehityksessä. Hilan pituus vaikuttaa MOSFETin kokoon ja näin ollen pinta-alaan, hintaan, suorituskykyyn, virrankulutukseen jne. Varsinkin digitaalipiireissä, joissa on miljardeja transistoreja, pienemmästä MOSFETistä on hyötyä. 90-luvulla MOSFETin hilan pituus oli mikrometrejä. Tänä päivänä hilan pituus on 10 nm ja tulevana vuosina käyttöön otetaan 7 nm:n ja jopa 5 nm:n prosessit. [5]

90-luvulla RFIC-piireissä käytettiin bipolaaritransistoreja, mutta nykyään käytetään myös MOSFETteja. MOSFETin pienempi koko antaa lähes samanlaisen hyödyn RF-piirien suunnittelussa kuin digitaalisuunnittelussa. Näitä hyötyjä ovat esim. kustannuksien pieneneminen ja käyttöaajuuden kasvaminen. RF-suunnittelussa ei kuitenkaan pyritä mahdollisimman pieneen MOSFETin kokoon, koska RF-piireissä ei ole niin montaa MOSFETia kuin digitaalipiireissä. RF-suunnittelussa valitaan mieluummin sellainen prosessi, joka on pitkälle kehittynyt. Pitkälle kehittyneessä prosessissa MOSFETien ja komponenttien mallit ovat tarkat, jolloin simulaatiotuloksista saadaan hyvin tarkkoja. MOSFETin koon valinnassa on kaksi tärkeää parametria, jotka ovat jännitteestä (V_{gs}) johtuva koon rajoitus ja toivotu minimikohinaluku. [5]

LNA-suunnittelussa MOSFETia yleensä käytetään aktiivisella alueella. MOSFETin parametrit voidaan kirjoittaa

$$I_d = \frac{\mu_n C_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th})^2, \quad (4.18)$$

$$g_m = \frac{\partial I_d}{\partial V_{gs}} = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{th}), \quad (4.19)$$

missä I_d on nieluvirta, g_m on MOSFETin transkonduktanssi, W on MOSFETin leveys, L on MOSFETin hilan pituus, V_{gs} on hila-lähdejännite, V_{th} on kynnysjännite, μ_n on kanavan liikkuvuus ja C_{ox} on kapasitanssi hilanoksidin pinta-alayksikköä kohden. Kapasitanssi voidaan laskea kaavalla

$$C_{ox} = \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}, \quad (4.20)$$

missä t_{ox} on hilanoksidin paksuus ja ϵ_{ox} on oksidin dielektrinen permittiivisyys. Kaavoista saadaan johdettua

$$g_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_d}, \quad (4.21)$$

$$V_{gs} = 2 \frac{I_d}{g_m} + V_{th}. \quad (4.22)$$

g_m on verrannollinen W/L suhteen neliöön. Suurentamalla W/L suhdetta suurenee g_m samalla. Nieluvirtaa I_d voidaan suurentaa suurentamalla W/L suhdetta, jolloin g_m suurenee tai suurentamalla V_{gs} -jännitettä. W/L suhdetta ei tule valita liian pieneksi, jotta V_{gs} -jännitettä ei tarvitse suurentaa liian isoksi. [5]

MOSFETin koko voidaan määrittää myös siten, että kohinaluku saadaan mahdollisimman pieneksi. Ottamalla huomioon tehonkulutus, optimaalinen MOSFETin leveys (W_{opt}) voidaan laskea kaavalla [5]

$$W_{opt} = \frac{1}{3\omega L C_{ox} R_S}, \quad (4.23)$$

missä ω on kulmataajuus ja R_S lähderesistanssi. Kun optimaalinen MOSFETin leveys on laskettu, voidaan leveyden ja hilan pituuden avulla määrittää arvo jännitteelle (V_{gs}), jolloin myös paras W/L suhde saadaan selvitettyä. [5]

5 GNSS LNA:N SUUNNITTELU JA TOTETUS

Työssä suunniteltiin kaksi LNA:ta, jotka valmistettiin 180 nm:n ja 110 nm:n CMOS ZeroCap -prosesseilla. Kummatkin suunnitellut LNA:t perustuvat lähdedegeneroituun kaskadikyt-kentään. Kyt kentään päädyttiin, koska se on yksinkertainen, toimiva, Miller-efekti on mi-nimoitu kaskadikyt kennän ansiosta ja sillä voidaan saavuttaa halutut speksit. Siitä huoli-matta, että piirit perustuvat samaan kyt kentään, on niillä selkeitä rakenteellisia eroja. Pii-rien rakenteellisista eroista huolimatta piirit ovat vertailukelpoisia suorituskvyyltään.

Taulukko 2. Tavoitespesifikaatiot.

Symboli	Parametri	Min	Typ	Max	Yksikkö
f	Käyttötaajuus	1559	1575	1610	MHz
S_{21}	Vahvistus		16		dB
S_{11}	Tulosovitus		-15		dB
S_{22}	Lähtösovit		-15		dB
S_{12}	Isolaatio		-35		dB
NF	Kohinaluku		0,8		dB
ICP_{1dB}	Tulon 1dB kompressiopiste		-7		dBm
$IIP3$	Tulon 3. kertaluvun leikkauspiste		3		dBm
V_{DD}	Käyttöjännite	2,4		3,1	V
I_{DD}	Käyttövirta		7		mA
V_{IO}	MIPI-käyttöjännite		1,8		V

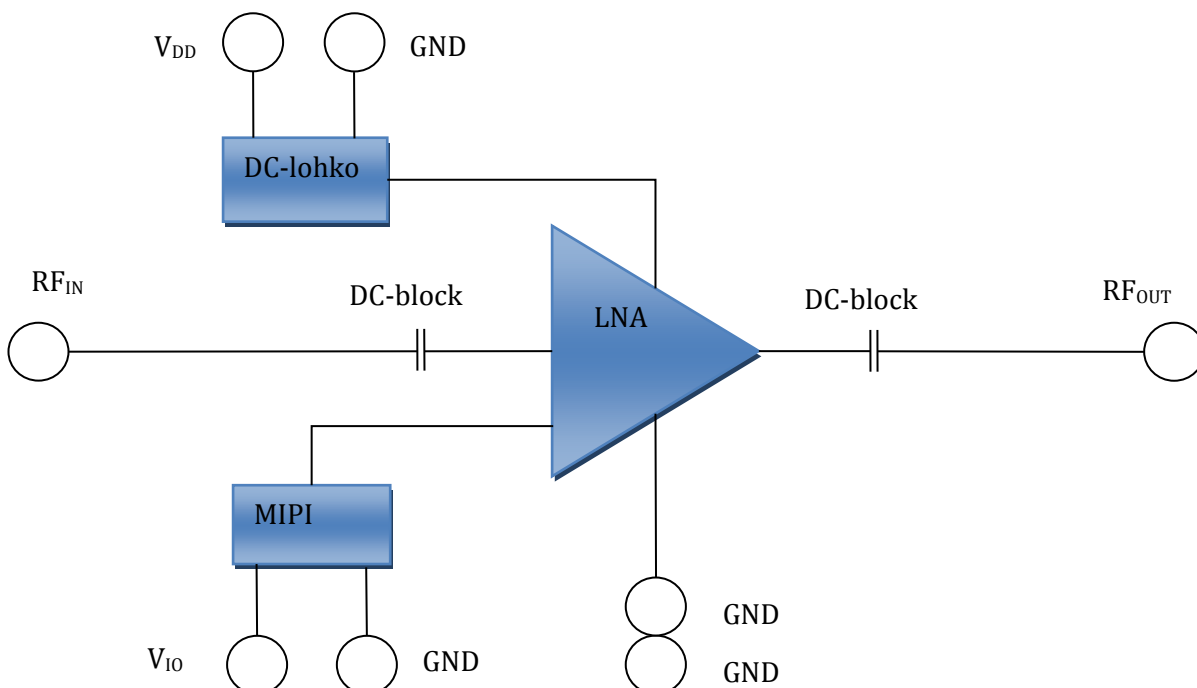
Kummatkin LNA:t on mitoitettu tavoitespesifikaatioiden mukaan (taulukko 2), mutta 180 nm:n prosessilla valmistettu LNA:n käyttöjännite on 2,8 V. LNA-piirit on suunniteltu ja simuloitu Cadence- ja ADS-simulaatio-ohjelmilla. Piirien layoutit on piirretty Cadencella. Tässä luvussa kerrotaan piirien suunnittelusta, rakenteista, simulaatiotuloksista ja mit-taustuloksista.

5.1 LNA 180 nm:n CMOS-prosessilla

5.1.1 Suunnittelu ja rakenne

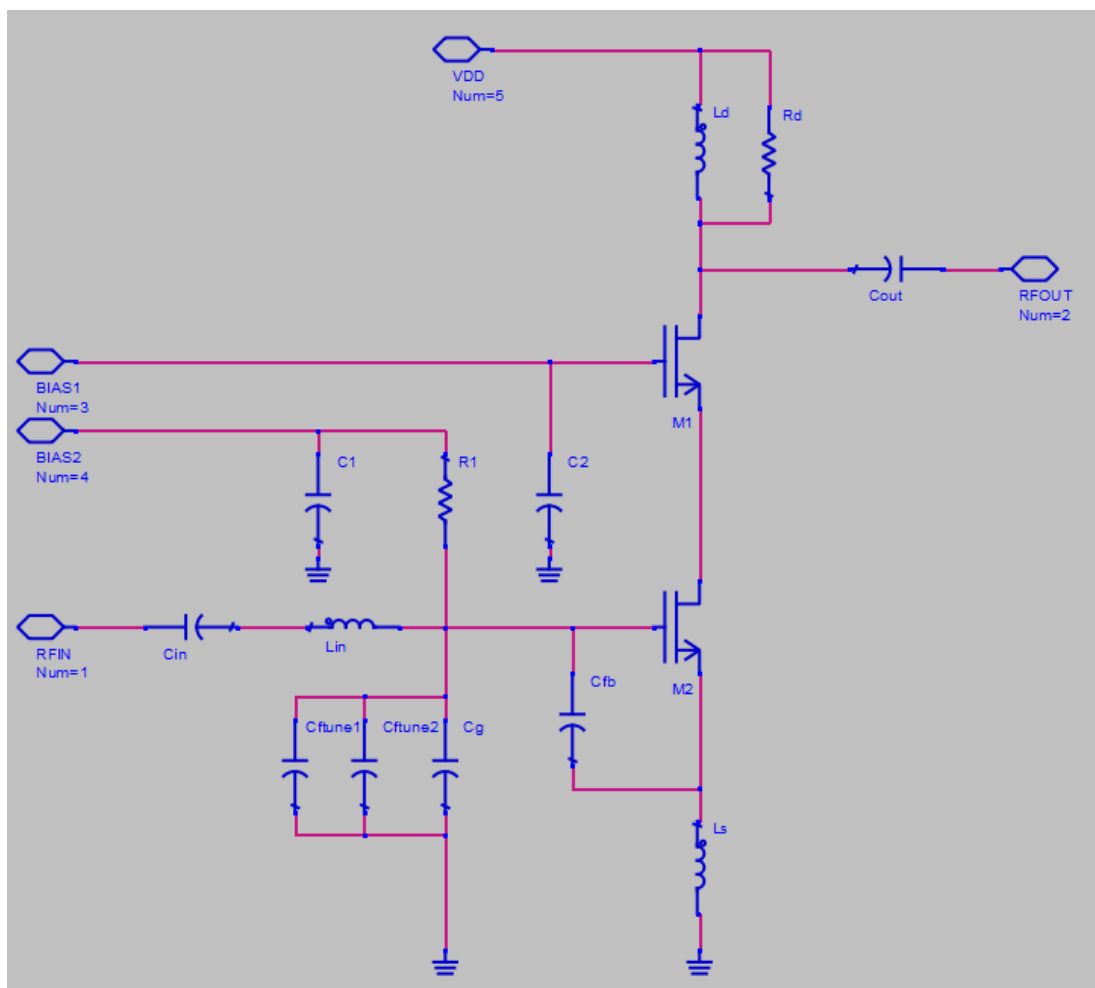
Aikataulullisista syistä LNA:n pohjana käytettiin suunnitteluntyön alkaessa jo sillä hetkellä suunnitteilla olevaa LNA:ta, jonka käyttötaajuus ja muut speksivaatimukset ovat erilaiset kuin suunnitellun LNA:n. Suunniteltu LNA-piiri ei tarvitse ulkoisia kondensaattoreita tai keloja, vaan kaikki on integroitu piirin sisälle. LNA-piirin voi jakaa kolmeen osaan, jotka ovat LNA, DC-lohko ja MIPI (Mobile Industry Processor Interface) (kuva 15). LNA sisältää MOSFETit, jotka vahvistavat signaalin sekä tulon ja lähdön sovituspiirit. DC-lohkoon kuuluvat jännitereferenssi (bandgap-tyyppinen), regulaattori ja bias-piirit kummallekin MOSFETille.

MIPI Alliance on voittoa tavoittelematon vuonna 2003 perustettu järjestö, johon kuuluu yli 275 yritystä. Järjestön tavoite on luoda laitteisto- ja ohjelmistostandardeja, jotta eri valmistajien prosessorit ja sisäänrakennetut systeemit toimisivat keskenään. MIPI Alliance keskittyy mobiililaitteisiin. [13] MIPI on digitaalipiiri, jossa on rekistereitä, joita voidaan lukea ja kirjoittaa. Tässä LNA:ssa MIPI:llä ohjataan regulaattoria, bias-piirejä ja tulon sovituspiirin säädettävää kondensaattoria.



Kuva 15. Lohkokaavio IC-piirillä olevista lohkoista.

Suunniteltu LNA on lähdedegeneroitu kaskadikytketty vahvistin (kuva 16). Vahvistimen käyttöjännite (V_{DD}) tulee regulaattorilta, jota voidaan ohjata biteillä ja valita haluttu käyttöjännite kolmesta käyttöjännitteestä, jotka ovat 1,7 V, 2,0 V ja 2,5 V. Molemmilla transistorilla on omat bias-piirit, joilla hilan jännitettä ohjataan. Kaskaditransistorin (M_1) biasjännitteelle ei ole bittiohjausta, vaan se on mitoitettu haluttuun arvoon suunnittelussa. Vahvistintransistorin (M_2) bias-jännitettä voi muuttaa kolmella bitillä, jolloin käytännön jännitevaihtoehtoja on seitsemän, koska bittikombinaatiolla 000 transistori on kiinni, eikä vahvasta signaalia. Koska käyttöjännitteitä on kolme ja jokaisella käyttöjännitteellä transistorin (M_2) hilan jännitteelle on seitsemän jännitearvoa, on virralla (I_{DS}) 21 virta-arvoa.



Kuva 16. LNA:n kytkentäkaavio.

Koska LNA:n pohjana on käytetty toista LNA:ta, oli MOSFETien koko jo mitoitettu, joten niitä ei mitoitettu uudestaan. Vahvistintransistorin (M_2) hilan pituutena (L) on käytetty prosessin minipituutta 180 nm ja kokonaisleveys (W_{tot}) on 52 μm , jolloin $\frac{W}{L}$ suhteeksi

saadaan ~ 289 . Kaskaditransistorin hilan pituutena on käytetty 350 nm ja kokonaisleveys on 80 μm , jolloin $\frac{W}{L}$ suhde on ~ 229 .

Tulopuolella C_{in} on DC-block-kondensaattori, joka on mitoitettu 20 pF:iin, jolloin sen reaktanssi on $\sim 5 \Omega$ 1575 MHz:n taajuudella. Vaikka kondensaattorin reaktanssi ei ole 0, sen vaikutus tulon sovitukseen ja suoritussykyyn on olematon. Asia todettiin simulaatiossa. Isompi kondensaattori veisi kohtuuttoman ison pinta-alan piiristä verrattuna sen tuomaan hyötyyn. Resistanssi (R_1) toimii RF-kuristimena ja on mitoitettu hyvin suureksi, jottei bias2-piirin impedanssi vaikuta tulon sovitukseen. R_1 :n tilalla voisi käyttää myös kela, mutta suuri kela vie paljon tilaa piiristä eikä näin ollen ole järkevä vaihtoehto.

Tulon sovituspää muodostuu kelan (L_{in}) ja kondensaattorin (C_g) sekä kelan (L_s) ja kondensaattorin (C_{fb}) muodostamista resonanssiipiireistä. Vastaavasti lähdön sovituspää muodostuu kelasta (L_d), vastuksesta (R_d) ja kondensaattorista (C_{out}). Komponenttien arvot on aluksi järkevää laskea laskimella, jotta sovitukset saadaan oikealle taajuusalueelle. Kytkennässä on kuitenkin paljon komponentteja, jotka vaikuttavat kytkennän toimintaan, joten apuna on syytä käyttää simulaatio-ohjelmaa. Komponenttien mitoituksessa on tärkeää ymmärtää, miten jokainen komponentti vaikuttaa sovitukseen, vahvistukseen, kohinaan ja lineaarisuuteen.

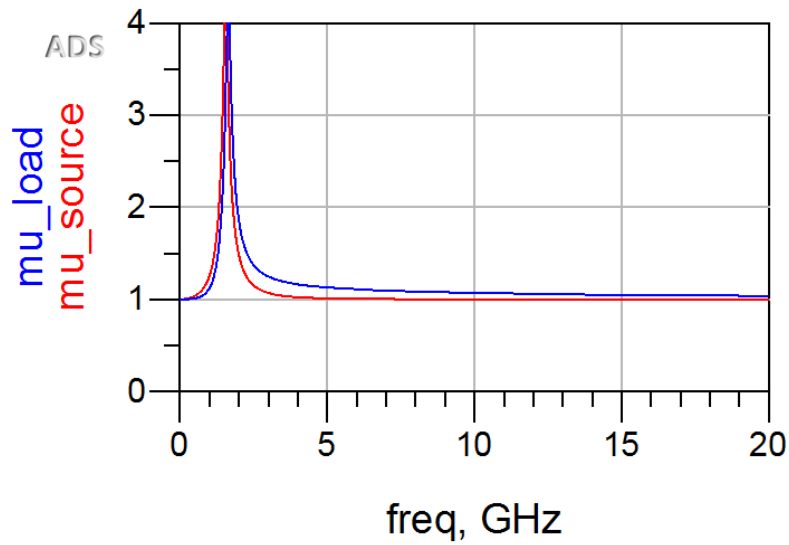
Kela (L_{in}) on kytkennän tärkein kela, koska sen vaikutus kohinaan on merkittävä. L_{in} on myös suurin niin induktanssiarvoltaan kuin pinta-alaltaan. Kelan Q -arvo on pyritty maksimoimaan suunnittelussa, jotta kelan sarjavastuksen aiheuttama kohina saadaan mahdollisimman pieneksi. Kelan (L_{in}) induktanssiksi on simuloitu 13,4 nH ja Q -arvoksi 26,2. Kondensaattori (C_g) on kiinteä ja sen kapasitanssi on 380 fF. Kondensaattoreilla (C_{ftune1} ja C_{ftune2}) voidaan säätää tulon sovitusta ja niitä ohjataan kahdella bitillä. Mittauksia tehdesä siitä on hyötyä, jos tulon sovitusta ei ole oikealla taajuudella. Kondensaattorien (C_{ftune1} ja C_{ftune2}) mitoitus kannattaa tehdä siten, että simulaatioissa ne ovat käytössä. Sovitukset ovat yleensä alemmalla taajuudella, koska kytkentään muodostuu parasitiivisiä kapasitanssia. Mittausvaiheessa ohjattavat kondensaattorit voidaan kytkeä pois, jolloin sovitusta saadaan oikealle taajuudelle. C_{ftune1} ja C_{ftune2} ovat 40 fF ja 20 fF.

Kondensaattori (C_{fb}) ja kela (L_s) muodostavat toisen tulon resonanssiipiireistä. C_{fb} :n kapasitanssi mitoitettiin 50 fF:iin, koska suurempi kapasitanssi lisää kohinaa ja huonontaa vahvistusta. Poistamalla kondensaattorin (C_{fb}) LNA:n kohinaluku paranisi ja vahvistus suurensi, mutta LNA:n stabiilisuuden varmistamiseksi se on mitoitettu kytkentään. Kela

(L_s) vaikuttaa tulon sovitukseen, vahvistukseen ja kohinalukuun. Sen vaikutus kohinaan ja sovitukseen ei ole niin merkittävä kuin kelalla (L_{in}). Kelan (L_s) induktanssia ei kannata mitoittaa liian pieneksi, jotta LNA:sta ei tule epästabiilia. L_s induktanssiksi mitoitettiin 1,8 nH ja Q -arvoksi simuloitiin 9,4.

Kela (L_d) vaikuttaa sovitukseen ja vahvistukseen. Kelan Q -arvon ei tarvitse olla suuri, koska sen vaikutus kohinaan on hyvin pieni. Kelan induktanssiksi mitoitettiin 9,5 nH ja Q -arvoksi 9. Kelan rinnalla on vastus (R_d), joka huonontaa kelan Q -arvoa. Q -arvon huononnutus leventää lähdön sovituspäiriin kaistanleveyttä. Rinnankytketty vastus myös pienentää vahvistusta riippuen mikä sen resistanssiarvo on. Pienentämällä vastuksen resistanssiarvoa sovitustila paranee ja vahvistus huononee. Vastaavasti suurentamalla vastuksen resistanssiarvoa sovitustila huononee ja vahvistus paranee. Vastuksen resistanssiksi mitoitettiin 700 Ω . Kondensaattori (C_{out}) vaikuttaa sovitukseen, vahvistukseen, lineaarisuuteen ja se toimii DC-blockina. Kondensaattoria ei kannata mitoittaa liian suureksi, vaikka se parantaa LNA:n lineaarisuutta, koska lähdön sovitustila huononee ja vahvistus pienenee. Liian huonon sovituksen takia kelan (L_d) induktanssia pitää pienentää, jolloin LNA:n vahvistus huononee, olettaen että kelan (L_s) induktanssi ei muutu. Kela ja kondensaattori ovat taajuudesta riippuvaisia komponentteja, joten tarkkaa määrittystä siitä, mikä on liian suuri kapasitanssi ei voi määrittää, vaan se on tapauskohtainen riippuen käytetystä taajuudesta. Kondensaattorin kapasitanssiksi mitoitettiin 1 pF.

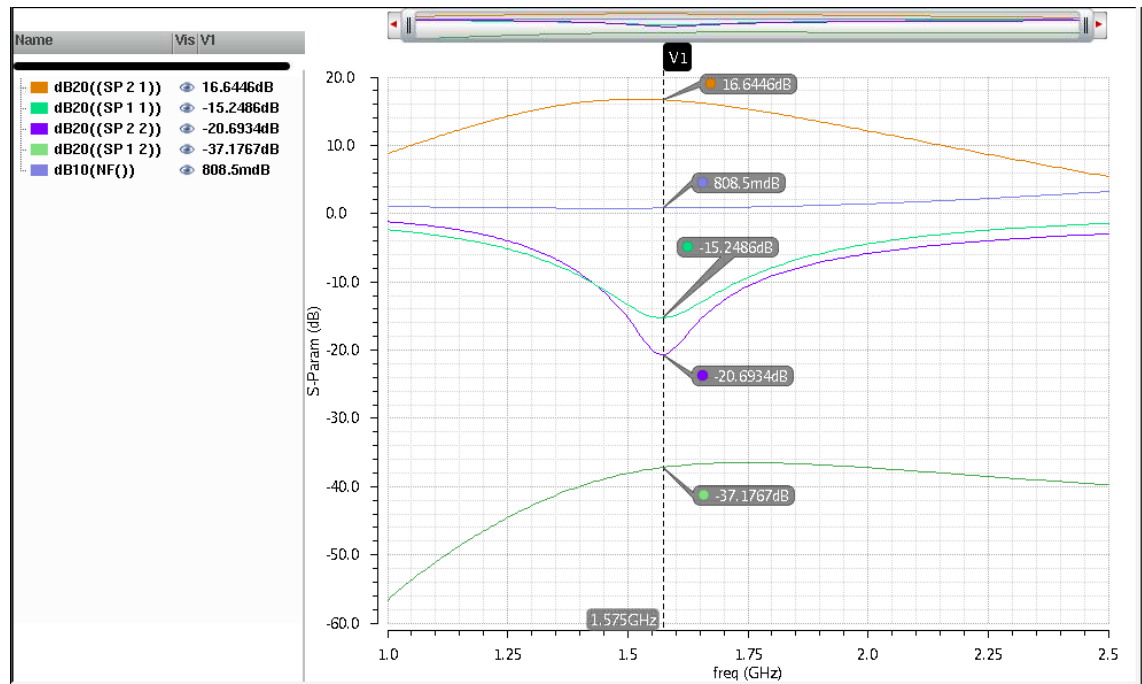
Stabiilisuus on tärkeä osa suunnittelua. Simulaatioissa LNA:n pitää olla ehdoitta stabiili kaikilla taajuuksilla. On kuitenkin mahdollista, että LNA lähtee värähtelemään, kun siihen kytketään käyttöjännite ja tuodaan RF-signaali sisään. LNA:lle tehtiin stabiilisuustarkastelu käyttäen ADS:n μ -kerroinmenetelmää (kuva 17). Stabiilisuus tarkastelu tehtiin 1 MHz:stä 20 GHz:iin. Kuten kuvasta 17 huomataan, sekä lähteen että kuorman μ -kertoimet ovat ≥ 1 , joten simulaation mukaan LNA on stabiili simuloituilla taajuuksilla.



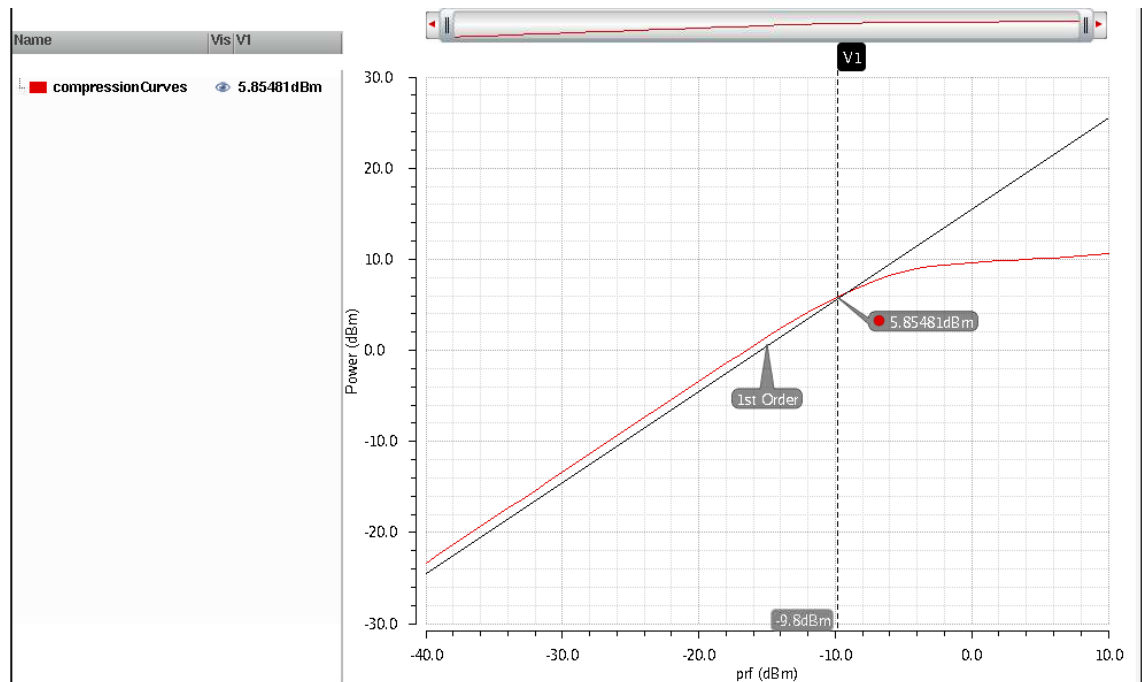
Kuva 17. LNA:n simuloidut stabiilisuuskäyrät.

5.1.2 Simulaatiotulokset

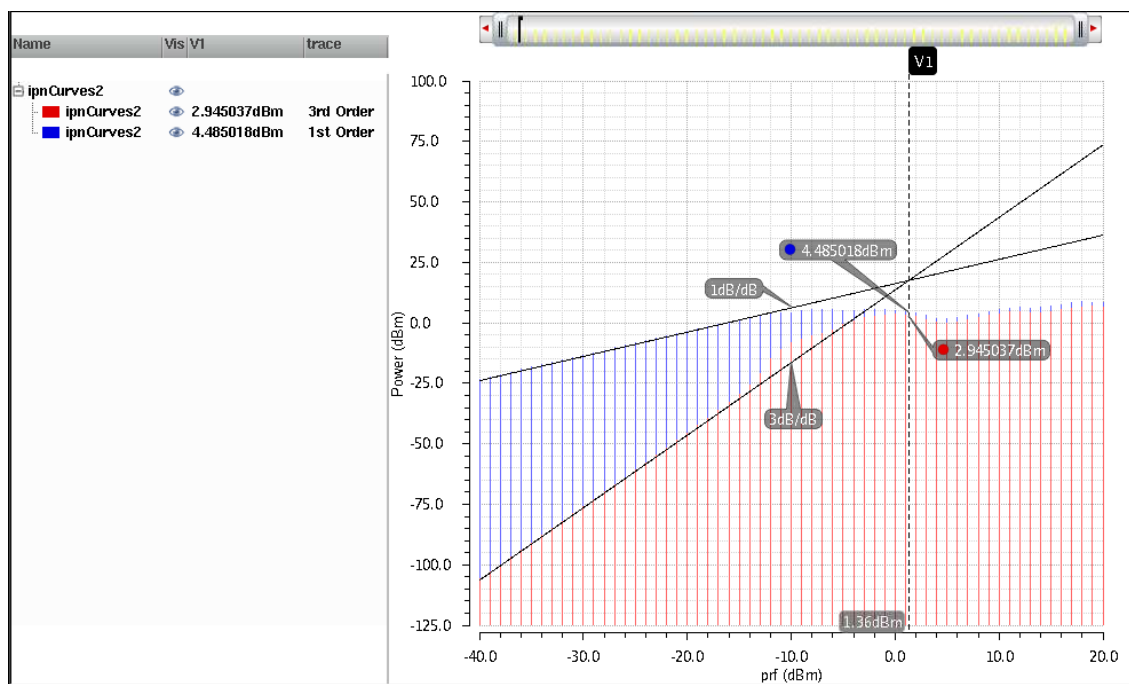
LNA sovitettiin 1575 MHz:n taajuudelle. LNA:n suorituskykyä simuloitiin kolmella käyttöjännitteellä ja useammalla virralla. LNA:n vahvistukseksi (S_{21}) simuloitiin 16,6 dB, kohinaluvuksi (NF) 0,81 dB, tulosovitukseksi (S_{11}) -15,2 dB, lähtösovitukseksi (S_{22}) -20 dB, isolaatioksi (S_{12}) -37,2 dB (kuva 18), 1 dB:n kompressiopisteeksi (ICP_{1dB}) -9,8 dBm (kuva 19) ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi ($IIP3$) 1,36 dBm (kuva 20), kun käyttöjännite (V_{DD}) oli 2,0 V ja virta (I_{DD}) oli 6,5 mA.



Kuva 18. LNA:n simuloitu vahvistuskäyrä, kohinaluku ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,5$ mA.



Kuva 19. LNA:n simuloitu 1 dB:n kompressiopiste. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,5$ mA.

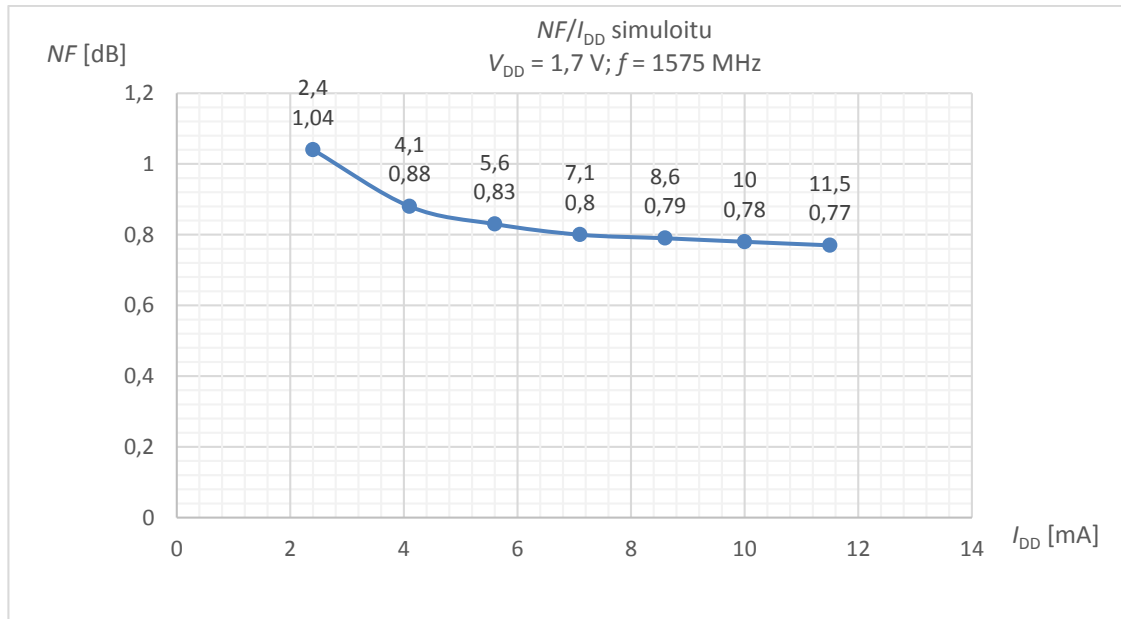


Kuva 20. LNA:n simuloitu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,5$ mA.

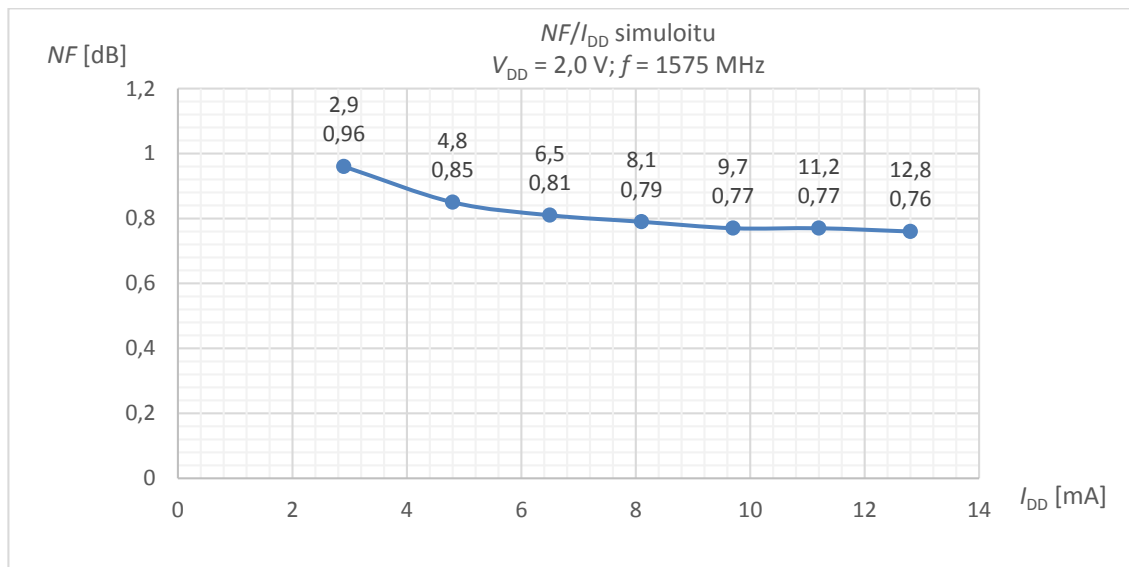
Vastaavasti käyttöjännitteen ollessa 1,7 V ja virran 5,6 mA LNA:n vahvistukseksi simuloitiin 16,3 dB ja kohinaluvuksi 0,83 dB. Tulositukseksi saatiin -14,6 dB, lähtösitukseksi -20,5 dB, isolaatioksi -37,0 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi -10,7 dBm ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi simuloitiin 0,4 dBm (liite 1).

Suurimalla käyttöjännitteellä LNA:n vahvistukseksi simuloitiin 16,6 dB, kohinaluvuksi 0,81 dB, tulositukseksi -15,1 dB ja lähtösitukseksi -20,2 dB, isolaatioksi -37,4 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi -8,2 dBm ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi 0,96 dBm, kun käyttöjännite oli 2,5 V ja virta 6,1 mA (liite 1).

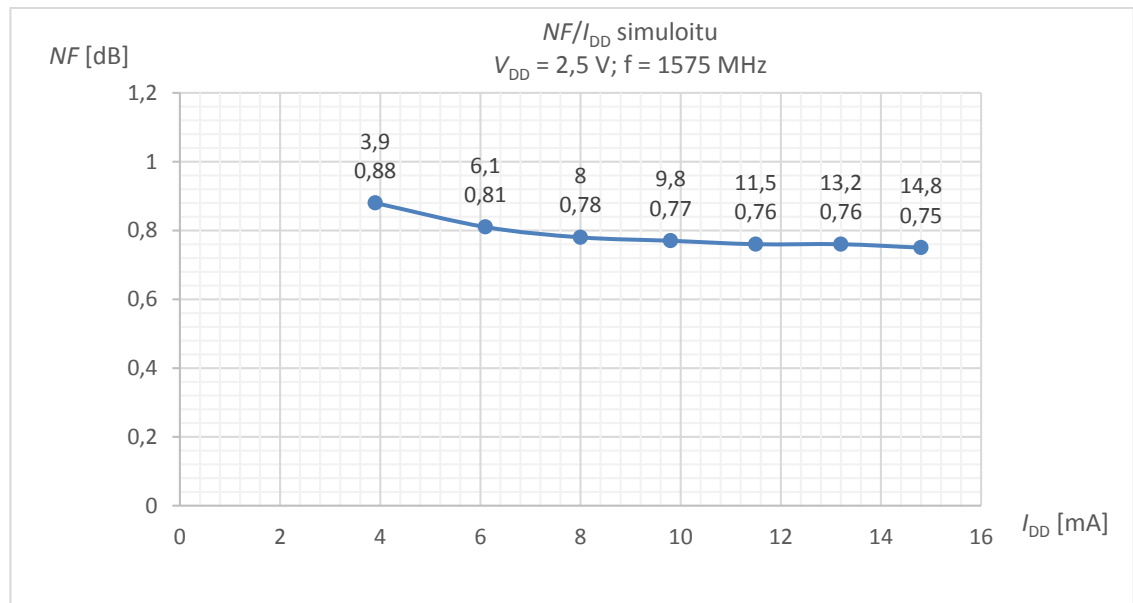
Kuvissa 21–23 on esitetty kuinka kohinaluku käyttäytyy virran funktiona. Paras kohinaluku on 0,75 dB, kun LNA:n virta on 14,5 mA. Vastaavasti huonoin kohinaluku on 1,04 dB, kun virta on 2,4 mA. Virran arvo vaikuttaa kohinalukuun enemmän pienillä virroilla, mutta 7 mA isommilla virroilla vaikutus on pientä.



Kuva 21. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.



Kuva 22. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.



Kuva 23. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.

Taulukossa 3 on esitetty LNA:n kaikki simuloidut suorituskykyarvot kaikilla käyttöjännitteillä ja virroilla.

Taulukko 3. LNA:n simuloidut suorituskykyarvot kaikilla käyttöjännitteillä ja virroilla.

$f = 1575 \text{ MHz}$								
$V_{DD} \text{ [V]}$	$I_{DD} \text{ [mA]}$	$S_{21} \text{ [dB]}$	$S_{11} \text{ [dB]}$	$S_{22} \text{ [dB]}$	$S_{12} \text{ [dB]}$	$NF \text{ [dB]}$	$ICP_{1dB} \text{ [dBm]}$	$IIP3 \text{ [dBm]}$
1,7	2,4	13,6	-10,5	-17,7	-36,6	1,04	-6,1	-3,62
1,7	4,1	15,4	-13,0	-19,5	-37,0	0,88	-9,9	-1,50
1,7	5,6	16,0	-14,6	-20,5	-37,1	0,83	-10,7	0,40
1,7	7,1	16,8	-15,5	-21,2	-37,0	0,80	-10,9	1,91
1,7	8,6	17,1	-16,0	-21,7	-37,0	0,79	-11,0	3,10
1,7	10,0	17,4	-16,3	-22,1	-36,9	0,78	-11,1	4,05
1,7	11,5	17,5	-16,5	-22,4	-36,8	0,77	-11,3	4,80
2	2,9	14,4	-11,5	-18,2	-36,9	0,96	-6,3	-3,08
2	4,8	15,9	-14,0	-19,8	-37,2	0,85	-9,2	-0,58
2	6,5	16,6	-15,2	-20,7	-37,2	0,81	-9,8	1,36
2	8,1	17,1	-15,9	-21,3	-37,1	0,79	-9,9	2,86
2	9,7	17,4	-16,2	-21,7	-37,1	0,77	-9,9	4,08
2	11,2	17,6	-16,3	-22,0	-37,0	0,77	-9,9	5,08
2	12,8	17,7	-16,4	-22,3	-36,9	0,76	-10,0	5,90
2,5	3,9	15,4	-13,2	-19,0	-37,3	0,88	-6,6	-1,77
2,5	6,1	16,6	-15,1	-20,2	-37,4	0,81	-8,2	0,96
2,5	8,0	17,1	-15,8	-20,8	-37,4	0,78	-8,5	2,87
2,5	9,8	17,5	-16,0	-21,2	-37,3	0,77	-8,4	4,32
2,5	11,5	17,7	-16,0	-21,6	-37,2	0,76	-8,4	5,50
2,5	13,2	17,9	-16,0	-21,8	-37,1	0,76	-8,4	6,49
2,5	14,8	18,0	15,9	-22,1	-37,1	0,75	-8,4	7,33

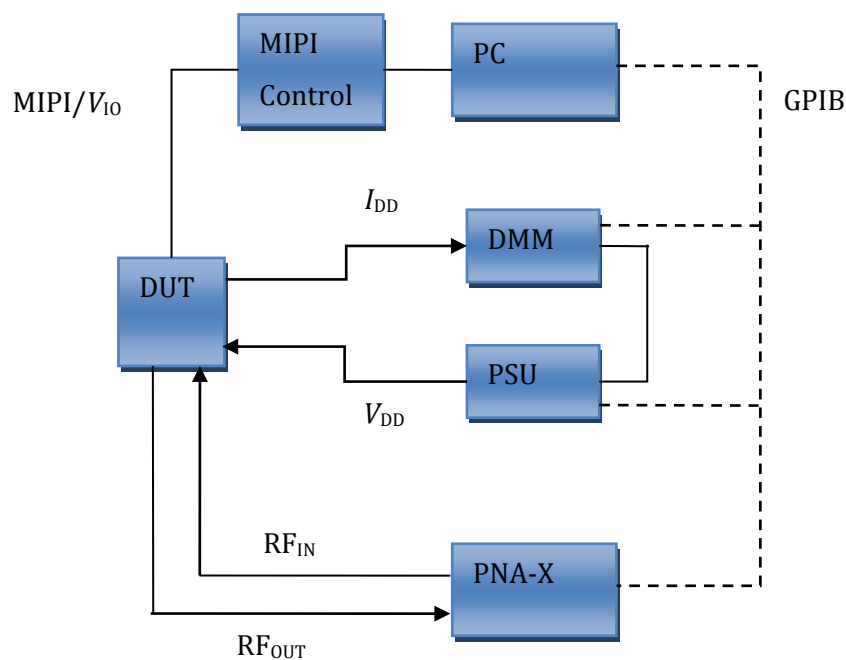
5.1.3 Mittaustulokset

Mittausjärjestelyt ja mittalaitteet

Kuvassa 24 on esitetty mittausjärjestelyistä lohkokaavio. LNA-piirit oli valmiiksi juotettu interposerille. Interposer on pieni piirilevy, joka soveltuu hyvin IC-piirien mittaukseen, koska sen materiaaliset ominaisuudet vastaavat laitteiden piirilevymateriaaleja, joihin LNA:t juotetaan. Sillä varmistetaan että LNA käyttäytyy samalla tavalla sekä testauksessa että laitteessa. Interposer asetettiin testiemolevylle, jossa on liitännät tarvittaville kaapeleille.

Piirin käyttöjännite syötetään teholahteesta (Power Supply Unit, PSU) ja piirin kuluttama virta mitataan yleismittarilla (Digital Multimeter, DMM). MIPI:n ohjausyksikkö syöttää MIPI:lle sen tarvitseman käyttöjännitteen ja suorittaa MIPI:n ohjauksen. Tietokoneella ohjataan MIPI:n ohjausyksikköä ja sillä voidaan kirjoittaa MIPI:lle halutut bitit sekä lukea kaikkien bittien arvot. Piirianalysaattorilla (PNA-X) suoritetaan varsinaiset RF-mittaukset. Piirikoneelta RF-signaali viedään testattavalle piirille (Device Under Test, DUT) ja vastaanotetaan piiriltä tuleva signaali.

Mittaukset voidaan suorittaa manuaalisesti tai automaattisesti. Manuaalisissa mittauksissa laitteita käytetään käsin ja mittaustulokset kirjataan käsin paperille tai tietokoneelle. Piirikoneen ruudusta voi myös ottaa kuvakaappauksia ja tallentaa ne USB-tikulle. Automaattisessa mittauksessa tietokone ohjaa kaikkia laitteita GPIB (General Purpose Instrument Bus) välityksellä ja lukee mittalaitteiden datat. Ohjelma kerää saadun datan Excel-taulukoon ja piirtää kuvaajat, jotka vastaavat manuaalisesti otettuja kuvia piirikoneen ruudulta.



Kuva 24. Mittausjärjestelyn lohkokaavio.

Käytetyt mittalaitteet olivat

- Agilent Keysight

Piirianalyysaattori: PNA-X (N5242A) Network Analyzer 10 MHz–26,5 GHz

Yleismittari: 34401A 6 ½ Digit Multimeter

Teholähde: E361A Triple Output DC Power supply

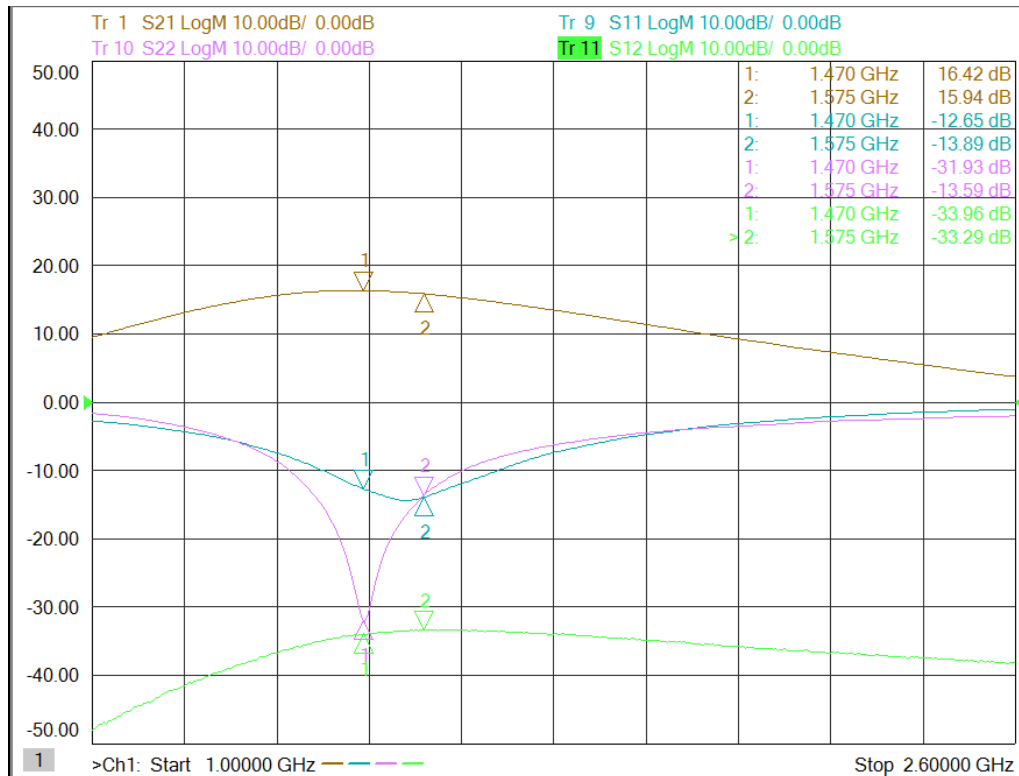
- MIPI Control: Scout 4410
- Tietokone (PC)
- EMC-suojattu lämpökaappi.

Mittaustulokset

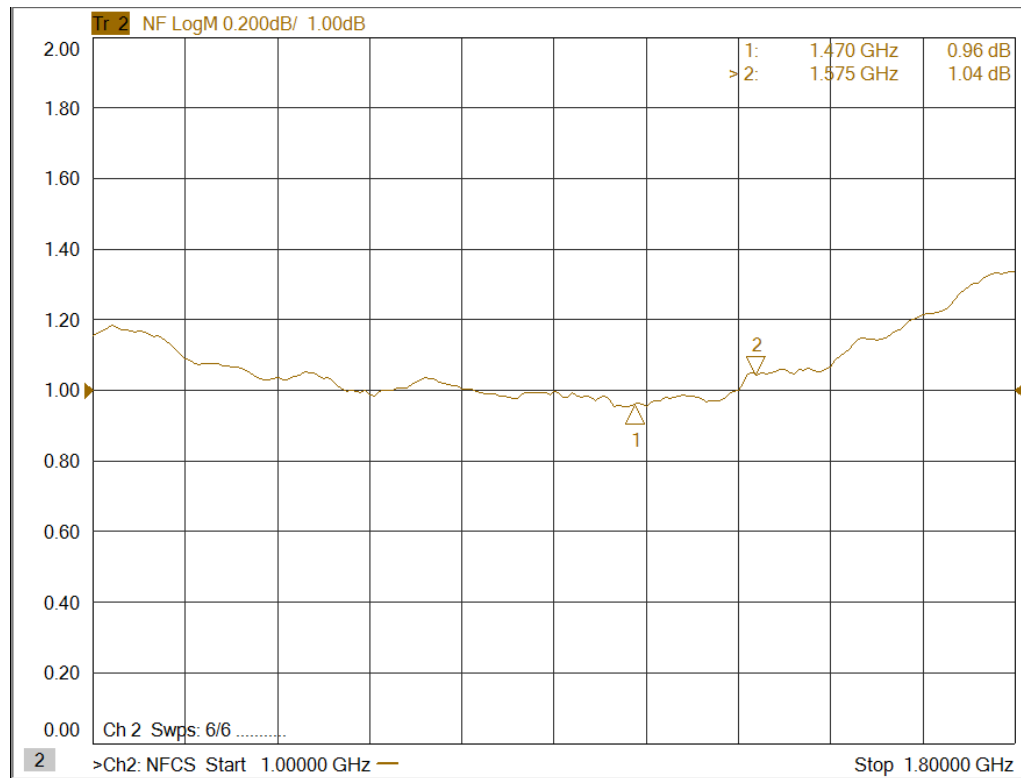
Mittauksissa huomattiin, että LNA oli sovittunut 1470 MHz:n taajuudelle. LNA:n suorituskky on parhaimmillaan sillä taajuudella mihin se on sovittunut, joten LNA:n suorituskky mitattiin 1470 MHz:n taajuudella, mutta myös 1575 MHz:n taajuudella. LNA:n suorituskky mitattiin kolmella käyttöjännitteellä.

Kun käyttöjännite oli 2,0 V ja virta 6 mA, LNA:n vahvistukseksi (S_{21}) mitattiin 16,42 dB, tulosovituksiksi (S_{11}) -12,65 dB, lähtösovitukseksi (S_{22}) -31,93 dB, isolaatioksi (S_{12}) -33,96 dB (kuva 25), kohinaluvuksi (NF) mitattiin 0,96 dB (kuva 26), 1 dB:n kompressiopisteeksi (ICP_{1dB}) -9,67 dB (kuva 27) ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi ($IIP3$) -1,83 dB (kuva 29) 1470 MHz:n taajuudella.

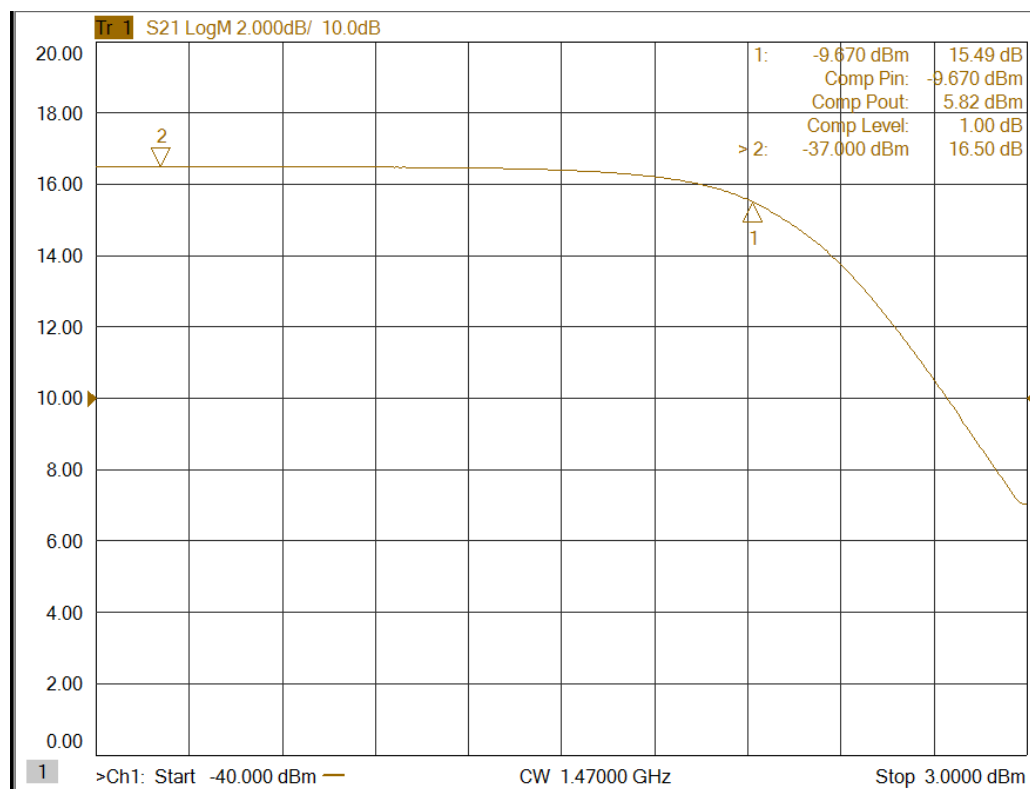
Vastaavasti samalla jännitteellä ja virralla LNA:n vahvistukseksi mitattiin 15,94 dB, tulosovituksiksi -13,89 dB, lähtösovitukseksi -13,59 dB, isolaatioksi -33,29 dB (kuva 25), kohinaluvuksi mitattiin 1,04 dB (kuva 26), 1 dB:n kompressiopisteeksi -10,53 dB (kuva 28) ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi -2,44 dB (kuva 30) 1575 MHz:n taajuudella.



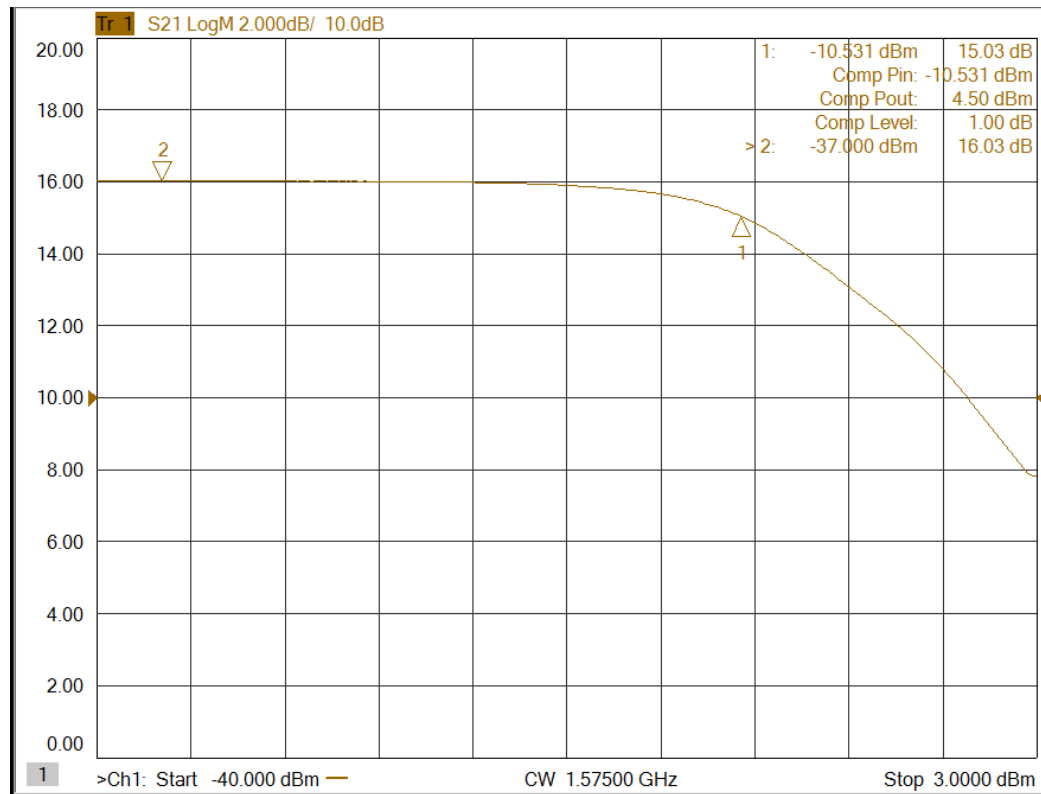
Kuva 25. LNA:n mitattu vahvistuskäyrä ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA.



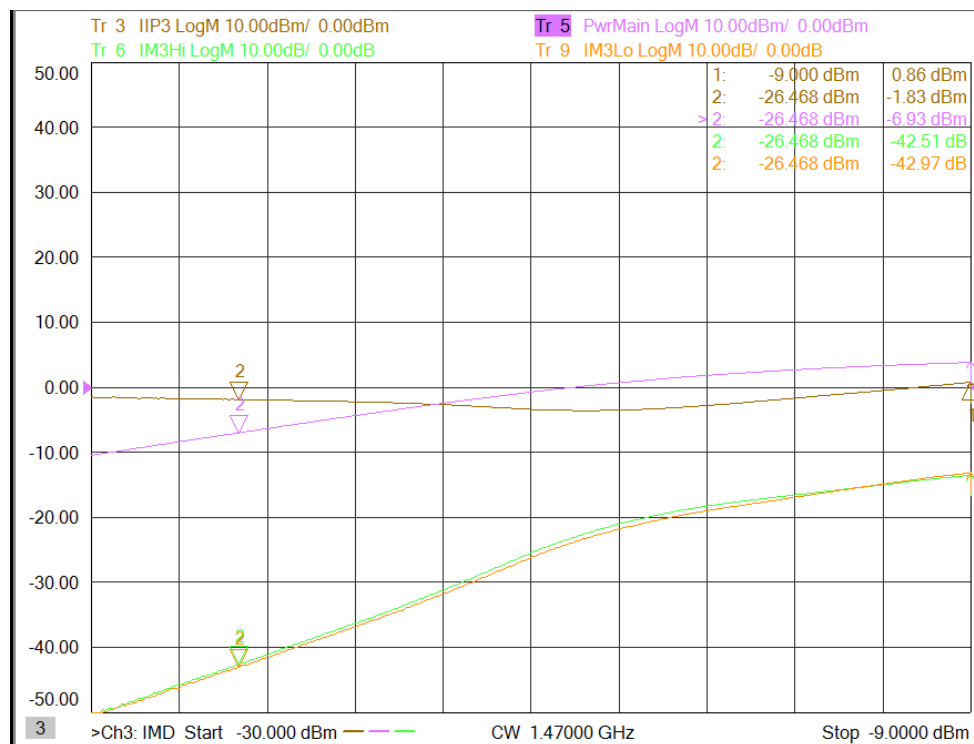
Kuva 26. LNA:n mitattu kohina. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA.



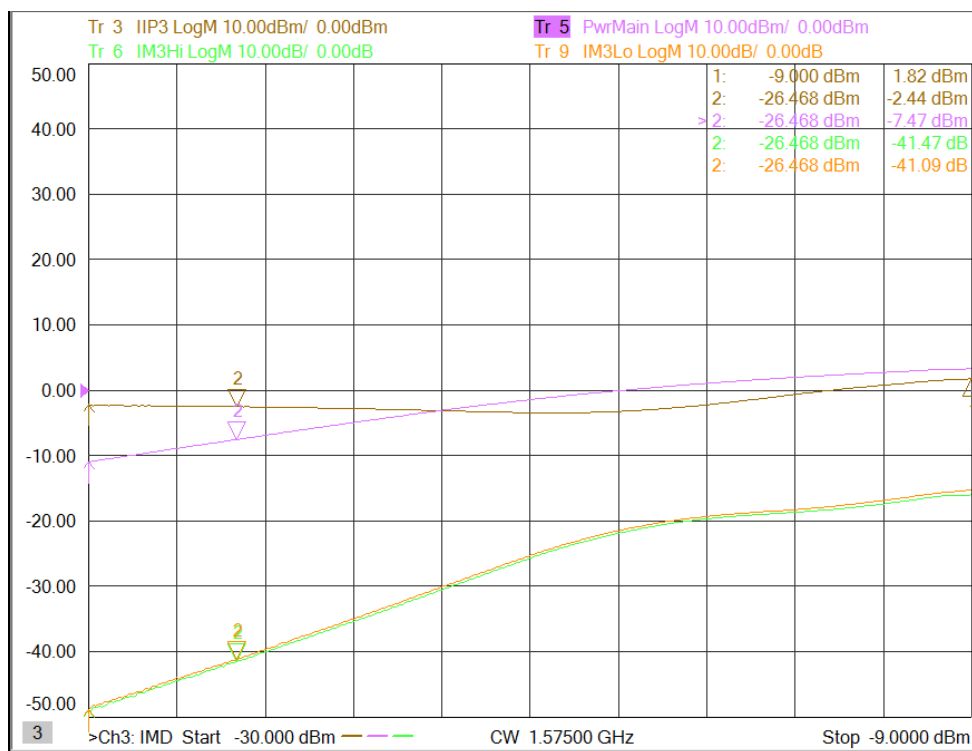
Kuva 27. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiokäyrä. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA. $f = 1470$ MHz.



Kuva 28. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiokäyrä. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA. $f = 1575$ MHz.



Kuva 29. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste, ruskea käyrä. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA. $f = 1470$ MHz.



Kuva 30. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste, ruskea käyrä. $V_{DD} = 2,0$ V ja $I_{DD} = 6,0$ mA. $f = 1575$ MHz.

Pienimmällä käyttöjännitteellä LNA:n vahvistukseksi mitattiin 15,95 dB, kohinaluvuksi 1 dB, tulosoitukseksi -12,48 dB, lähtösoitukseksi -32,46 dB, isolaatioksi -33,77 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi -10,77 dB ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi -3,22 dB 1470 MHz:n taajuudella, kun käyttöjännite oli 1,7 V ja virta 5,1 mA (liite 2).

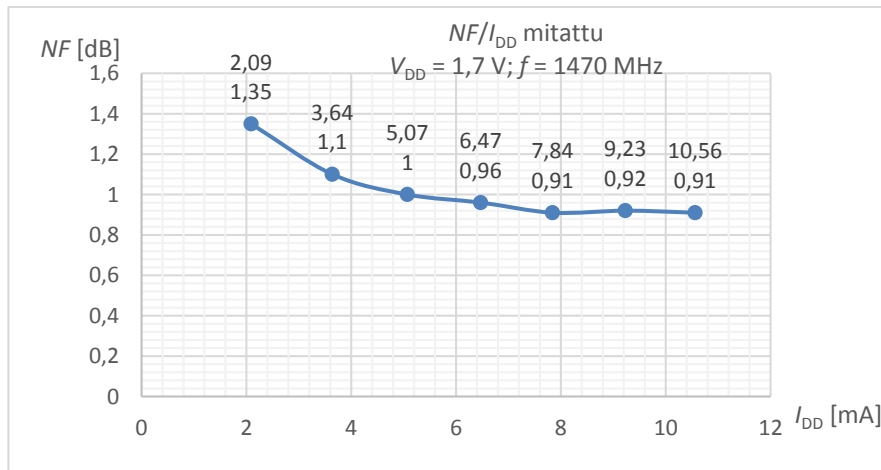
Vastaavasti 1575 MHz:n taajuudella LNA:n vahvistukseksi mitattiin 15,4 dB, kohinaluvuksi 1,07 dB, tulosoitukseksi -12,9 dB, lähtösoitukseksi -13,59 dB, isolaatioksi -33,19 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi -11,57 dB ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi -3,79 dB (liite 2).

Suurimmalla käyttöjännitteellä LNA:n vahvistukseksi mitattiin 16,38 dB, kohinaluvuksi 0,98 dB, tulosoitukseksi -12,04 dB, lähtösoitukseksi -28,48 dB, isolaatioksi -34,1 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi -7,83 dB ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi -0,2 dB 1470 MHz:n taajuudella, kun käyttöjännite oli 2,5 V ja virta 5,9 mA (liite 2).

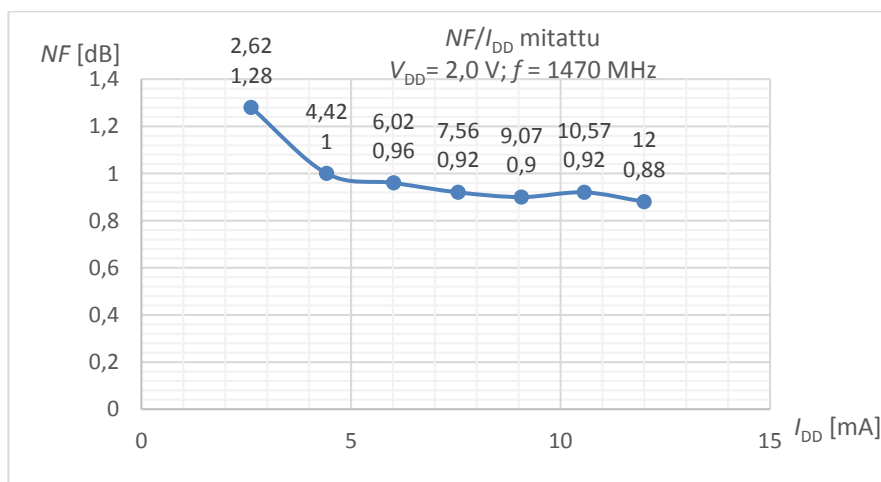
Vastaavasti samalla käyttöjännitteellä ja virralla LNA:n vahvistukseksi mitattiin 15,93 dB, kohinaluvuksi 1 dB, tulosoitukseksi -13,61 dB, lähtösoitukseksi -13,85 dB, isolaatioksi

–33,5 dB, 1 dB:n kompressiopisteeksi –9,08 dB ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi –1,11 dB taajuudella 1575 MHz (liite 2).

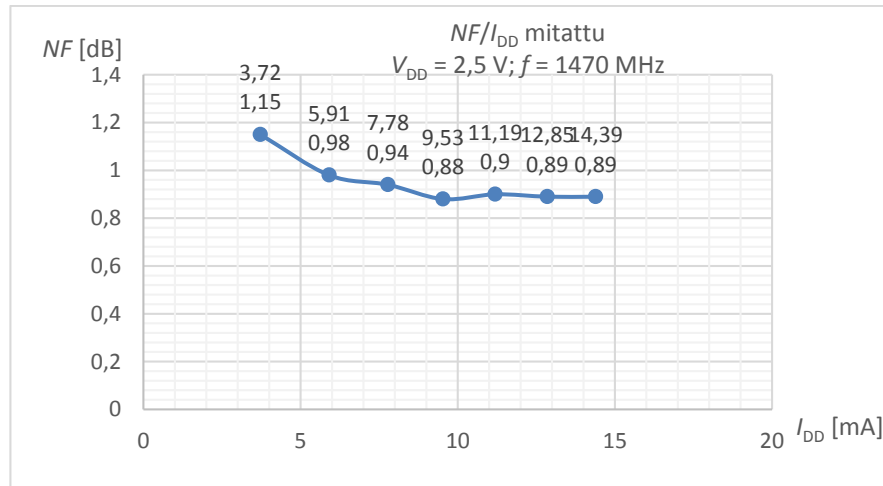
Kuvissa 31–33 on esitetty kohinaluvun käyttäytymistä virran funktiona mitatuilla arvoilla. Kohinaluku käyttäytyy samalla tavalla kuin simuloitu kohinaluku. Kohinaluku laskee kun virta suurenee ja suurilla virroilla kohinaluku pysyy lähes samana. Heittelyt kohinaluvussa johtuvat mittaustarkkuudesta.



Kuva 31. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.



Kuva 32. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.



Kuva 33. LNA:n kohinaluvun suhde virtaan.

Taulukossa 4 on esitetty mittaustulokset mitatuilla jännitteillä ja virroilla.

Taulukko 4. LNA:n mittaustulokset kootusti taulukkoon.

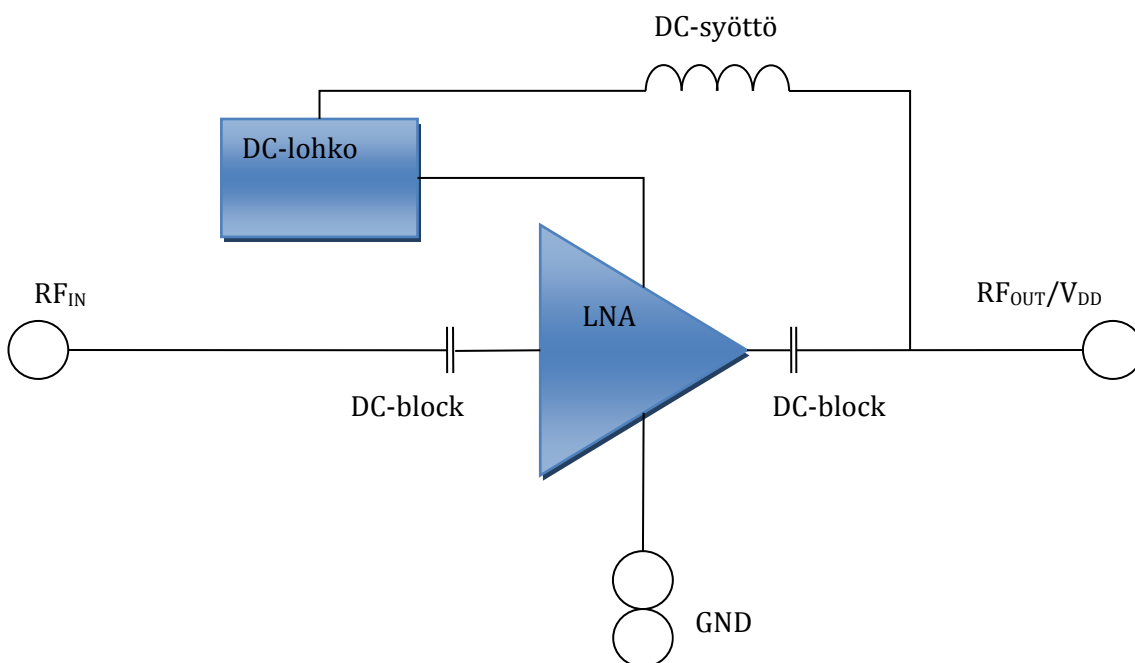
	Mitattu $f=1575$ MHz			Mitattu $f=1470$ MHz		
V_{DD} [V]	1,7	2	2,5	1,7	2	2,5
I_{DD} [mA]	5,1	6	5,9	5,1	6	5,9
S_{21} [dB]	15,4	15,94	15,93	15,95	16,42	16,38
S_{11} [dB]	-12,9	-13,89	-13,61	-12,48	-12,65	-12,04
S_{22} [dB]	-13,22	-13,59	-13,85	-32,46	-31,93	-28,48
S_{12} [dB]	-33,19	-33,29	-33,5	-33,77	-33,96	-34,1
NF [dB]	1,07	1,04	1	1	0,96	0,98
ICP_{1dB} [dBm]	-11,57	-10,53	-9,08	-10,77	-9,67	-7,83
$IIP3$ [dBm]	-3,79	-2,44	-1,11	-3,32	-1,83	-0,2

5.2 LNA 110 nm:n CMOS-prosessilla

5.2.1 Suunnittelu ja rakenne

Tätä työtä varten suunniteltiin myös toinen LNA. LNA:sta suunniteltiin A- ja B-versio, joiden erona on kaskadi-MOSFETin hilan pituus. Piirit valmistettiin 110 nm:n CMOS ZeroCap -prosessilla. Prosessi on kehitysversio 180 nm:n prosessista, jolla ensimmäinen LNA valmistettiin. Suunnittelun työn alkaessa oletuksena oli, että LNA:n suorituskyky paranisi, koska MOSFETin hilan pituus lyhenee.

LNA:n suunnittelulähtökohtana oli, että siinä ei saanut olla kuin neljä nastaa, kaksi nastaa maalle (GND), yksi signaalin sisääntulolle (RF_{IN}) ja yksi signaalin ulostulolle (RF_{OUT}). Koska käyttöjännitteelle ei ole omaa nastaa kuten yleensä, käyttöjännite piti tuoda RF_{OUT} :in kautta piirille, joka toi oman haasteensa suunnitteluun. Koska LNA:ssa saa olla vain neljä nastaa, ei siinä voi käyttää MIPIä ja näin ollen siinä ei ole tulon sovituksen, virran (I_D) ja jännitteen (V_{DD}) säätömahdollisuutta. Kuten ensimmäisessä LNA:ssa, IC-piiriltä löytyy DC-lohko ja LNA (kuva 34). DC-lohko sisältää jännitereferenssin (bandgap-tyyppinen) ja regulaattorin.

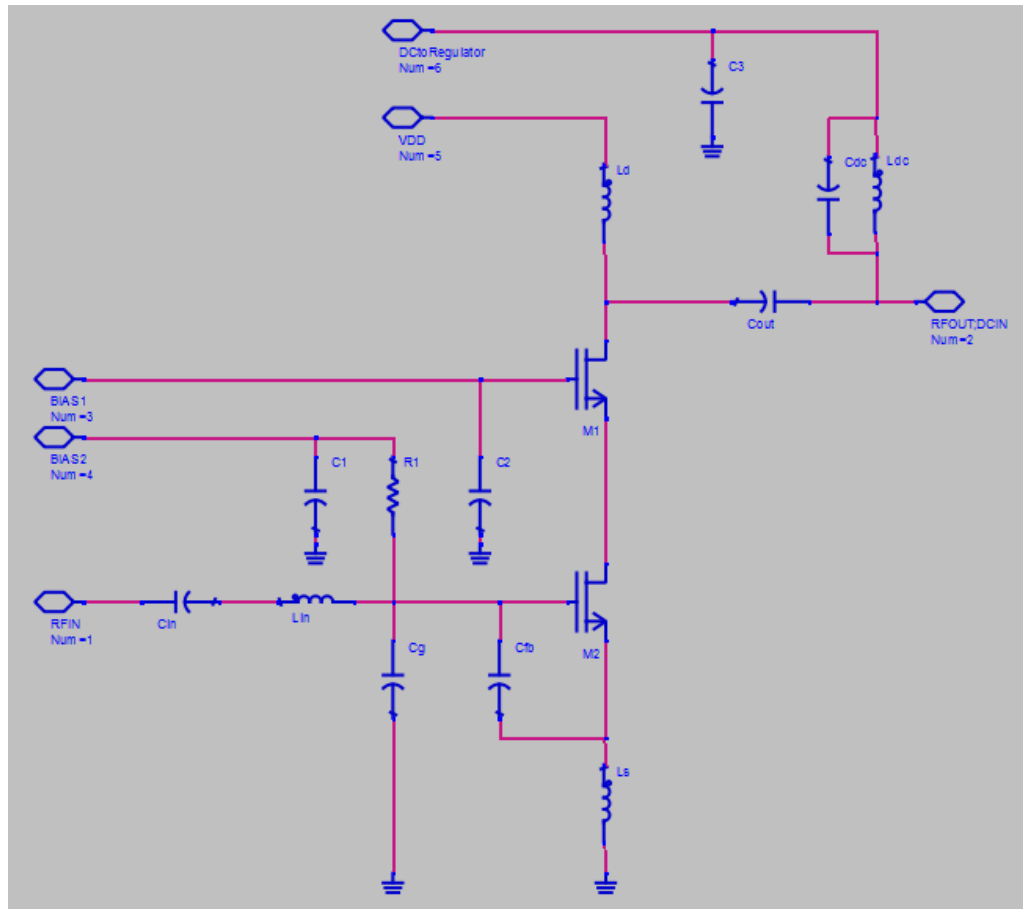


Kuva 34. Lohkokaavio IC-piirillä olevista lohkoista.

LNA on rakenteeltaan muuten samanlainen kuin ensimmäinen LNA, paitsi että lähdön sovituspierin rinnalla on LC-rinnan resonanssipiiri (kuva 35), joka on kytketty RF-maahan isolla kondensaattorilla. Käyttöjännite (V_{DD}) tuodaan regulaattorille kelan (L_{DC}) kautta. Regulaattori on mitoitettu siten, että MOSFETille tuleva jännite (V_D) on 1,9 V.

LNA:n pohjana ei käytetty toista LNA:ta kuten ensimmäisen kohdalla tehtiin, vaan LNA suunniteltiin alusta loppuun. Aluksi piti määrittää MOSFETien koko. Suunnittelun aikana kokeiltiin useamman kokoisia MOSFETeja. Kasvattamalla MOSFETien kokoa huomattiin, että LNA:n suorituskky parani. Varsinkin LNA:n lineaarisuus tuli todella hyväksi. Simulaatioissa ei kuitenkaan huomioitu MOSFETien fyysisen koon aiheuttamia parasiittisiä komponentteja, joten suorituskky parannukset eivät välttämättä olisi niin hyviä. Lopulta päädyttiin hyvin samankokoisiin MOSFETeihin kuin 180 nm:n prosesilla valmistetun LNA:n kohdalla.

Vaikka käytetyn IC-prosessin minimiviivanleveys on 110 nm, käytettiin kummassakin LNA:n versiossa vahvistin-MOSFETissa (M_2) (kuva 35) hilan pituutena 120 nm, koska haluttiin varmistaa prosessoinnin onnistuminen. Kun MOSFETien fyysiset koot oli mitoitettu, tutkittiin kaskadi-MOSFETin hilan pituuden vaikutusta suorituskkyyn. Huomattiin, että 120 nm:n leveydellä LNA:n lineaarisuus ja lähdön sovitus saatiin paremmaksi verrattuna 170 nm:n pituuteen, mutta LNA:n vahvistus huononi. Hilan pituuden ollessa 170 nm LNA:n vahvistuksesi simuloitiin yli 1 dB enemmän kuin 120 nm:llä. Vahvistusten ero selittää osaltaan lineaarisuus eroja, kun verrataan 1dB:n kompressiopistettä. Vaikka vahvistus selittää lineaarisuuseroja, päätettiin silti suunnitella kaksi LNA:ta, joissa kaskadi-MOSFETin (M_1) hilan pituudeksi valittiin 120 nm (A-versio) ja 170 nm (B-versio), jotta voidaan varmistaa minkälainen hyöty eri hilan pituuksilla on. Hilojen pituudeksi valittiin edellä mainitut siitä syystä, että kyseisille pituuksille oli simulaatiomallit. Kummankin LNA:n MOSFETin (M_2) kokonaisleveys (W_{tot}) on 30 μm , joten W/L suhde on 250 ja MOSFETin (M_1) kokonaisleveydet ovat 30 μm , jolloin W/L suhteet ovat 250 ja 176,5.



Kuva 35. LNA:n kytkentäkaavio.

MOSFETien koon määrittämisen jälkeen MOSFETit piirrettiin layoutiin. Toisin kuin ensimmäisen LNA:n kohdalla, nyt käytössä oli Calibren työkalu, jolla pystyttiin simuloimaan piirretystä MOSFETeista parasiittiset komponentit ja näin ollen saada simulaatiotuloksista tarkempia. Simulaatioissa huomattiin, että parasiittisten komponenttien kanssa sovitukset liikkuvat taajuustasossa matalammalle taajuudelle ja virta (I_D) pieneni, jonka takia myös vahvistus pieneni. Virta (I_D) piti uudestaan mitoittaa haluttuun arvoon. Kummankin LNA-version virta mitoitettiin 5,5 mA:iin MOSFETin bias-jännitteellä.

Kummankin LNA:n tulopuoli on samanlainen kuin ensimmäisen LNA:n. Kondensaattori (C_{in}) on DC-block ja se on mitoitettu 20 pF:iin. Kelan (L_{in}) Q -arvosta pyrittiin tekemään mahdollisimman hyvä, jotta LNA:n kohinaluku olisi mahdollisimman pieni. A-version kelan (L_{in}) induktanssiksi simuloitiin 12,7 nH ja Q -arvoksi 23,5. Vastaavasti B-version kelan (L_{in}) induktanssiksi simuloitiin 13,2 nH ja Q -arvoksi 23,4. Vaikka simuloinneissa otettiin huomioon paljon enemmän parasiittisiä komponentteja kuin ensimmäisen LNA suunnittelussa, mitoitettiin kondensaattorin (C_g) kapasitanssit tarkoituksella sen verran pieniksi,

että tulosoitus olisi 50 MHz ylempänä käyttötaajuudesta. Tällä varmistettiin se, että jos piirissä on parasiittista kapasitanssia, joka kytkeytyy kondensaattorin (C_g) rinnalle osuu tulon sovitusta paremmin oikealle taajuudelle. LNA:n A-version C_g -kapasitanssiksi mitoitettiin 160 fF ja B-version kapasitanssiksi 220 fF.

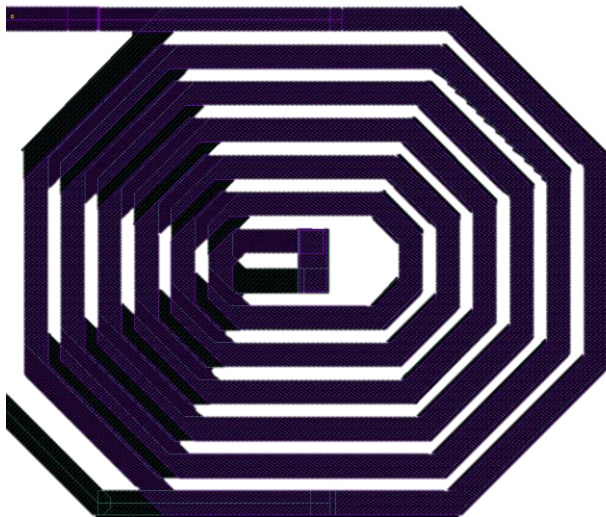
Molempien versioiden C_{fb} -kapasitanssiksi mitoitettiin 50 fF. A-version kelan (L_s) induktanssi simuloitiin 1,02 nH ja Q -arvoksi 9,6. Vastaavasti B-version induktanssiksi simuloitiin 1,17 ja Q -arvoksi 10,4. Keloista piti tehdä pienemmät kuin ensimmäisen LNA:n vastaavasta kelasta, jotta haluttu vahvistus saavutettiin.

Lähdön sovituspäiriin muodostavat kela (L_d) ja kondensaattori (C_{out}), mutta myös kela (L_{dc}) ja kondensaattori (C_{dc}) vaikuttavat sovitukseen. Kelan (L_d) rinnalle ei mitoitettu vastusta, koska sitä ei koettu tarpeelliseksi. Kelojen induktansseiksi simuloitiin 8,4 nH A-versiolla ja 9,11 nH B-versiolla sekä Q -arvoiksi 9,95 ja 10,3. Kondensaattorin (C_{out}) kapasitanssiksi mitoitettiin 1,2 pF kummallakin LNA-versiolla. Simulaatioiden perusteella 1,5 pF olisi optimi lineaarisuuden suhteen, mutta sovituksen takia päädyttiin vähän pienempään kondensaattoriin.

Kuten alussa mainittiin, kelan (L_{dc}) kautta viedään käyttöjännite (V_{DD}) regulaattorille. Kelan tulisi olla mahdollisimman suuri induktanssiltaan, jotta sen ja regulaattorin impedanssit eivät vaikuttaisi lähdön sovitukseen paljoa. Kelan induktanssin pitäisi olla 20 nH tai enemmän, mutta simulaatioiden perusteella 10 nH:n kelalla lähtösovitusta saataisiin hyväksi. Koska kelan induktanssin pitää olla mahdollisimman suuri, on sen fyysinen koko myös suuri. Sen takia aluksi näytti siltä että kela ei mahtuisi IC-piirille. Vaihtoehtona oli siirtää kela piirin ulkopuolelle tai tehdä regulaattorista sellainen, että sen impedanssi näyttäisi isolta lähdön sovituspäirille. Suunnittelun aikana kokeiltiin erilaisia regulaattorivaihtoehtoja ja lisäksi kelan paikalla oli pieni vastus lisäämässä impedanssia. Vastuksen läpi kulkee koko piirin kuluttama virta, joten suurin hyväksyttävä vastuksen resistanssi on 50 Ω , jotta sen aiheuttama jännitehäviö ei kasvaisi liian suureksi. Regulaattorin ja vastuksen yhdistelmällä lähdön sovitusta saatiin hyväksi, mutta LNA:n lineaarisuus oli huono.

Huonoa lineaarisuutta ei voitu hyväksyä, joten tutkittiin olisiko kela kuitenkin mahdollista saada IC-piirin sisälle. Keloja suunniteltiin ja simuloitiin useita, jotka olivat kooltaan sellaisia, että ne mahtuisivat piiriin. Myös usean mallisia keloja simuloitiin. Kaikkien kelaversioiden jälkeen päädyttiin kelaan, jossa kaksi samankokoista kela eri metallikerroksilla laitettiin päällekkäin ja yhdistettiin toisiinsa läpivienneillä (kuva 36). Toinen keloista piti

kääntää y-akselin suuntaisesti, jotta kummassakin kelassa virta kulkee samaan suuntaan, jolloin kelojen kentät ovat samansuuntaiset. Tällä estetään se, että kelojen kentät eivät häiritse toisiaan.



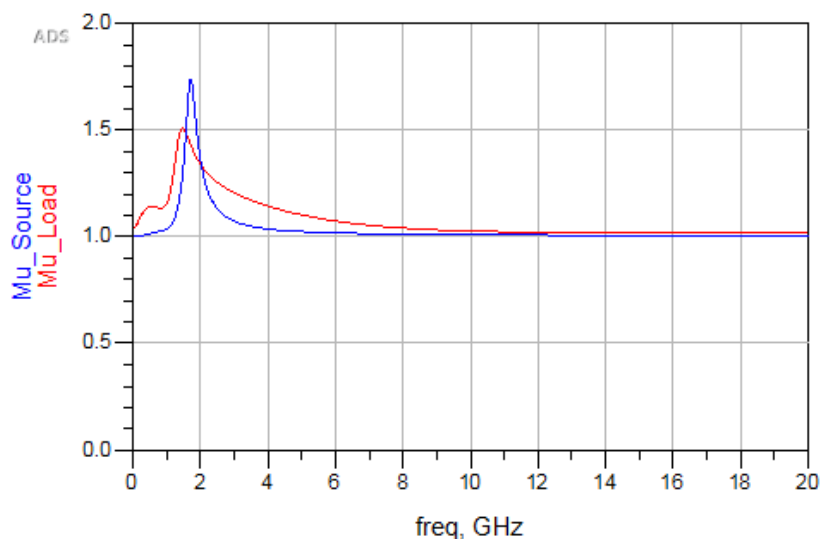
Kuva 36. Toteutettu L_{dc} -kela. Kaksi kelaä päällekkäin.

Ensimmäisessä kelaversiossa kelojen metallivedot olivat suurimmalta osin päällekkäin, jolloin induktanssiksi simuloitiin ~ 50 nH. Kelan induktanssi olisi erittäin hyvä kelan käyttötarkoitukseen, mutta kelan itseisresonanssitaajuus oli liian lähellä LNA:n käyttötaajuutta, joten kelaä piti muokata. Toista kelaä siirrettiin x-akselin suunnassa, jotta kelat olisivat enemmän limittäin. Kelan induktanssi pieneni, kun kelat laitettiin enemmän limittäin, mutta itseisresonanssitaajuus parani. Lopullisen kelan induktanssiksi simuloitiin 17,3 nH ja Q -arvoksi 5,7. Kelan sarjaresistanssi on 30 Ω , huonosta Q -arvosta huolimatta, joka voidaan hyväksyä kuten aiemmin mainittiin.

Kelan (L_{dc}) rinnalle mitoitettiin kondensaattori (C_{dc}), jotta lähtösovitus saatiin hyväksi käyttötaajuudella. Ilman kondensaattoria sovitus siirtyisi matalammalle taajuudelle. A-version C_{dc} -kapasitanssiksi mitoitettiin 600 fF ja B-version kapasitanssiksi 1,4 pF.

Kondensaattorit (C_1 , C_2 ja C_3) maadoittavat RF-signaalin. Ne mitoitettiin mahdollisimman suureksi, jotta reaktanssi olisi pieni 1575 MHz:n taajuudella. Kondensaattorien fyysinen koko rajoittaa, kuinka suuria niistä voi tehdä. Kondensaattoreista saatiin tehtyä noin 40 pF:n suuruisia, jolloin reaktanssi 1575 MHz:n taajuudella on 2,52 Ω . Vastaavasti vastus (R_1) mitoitettiin suureksi, jotta resistanssin ja sen takana olevat impedanssit eivät vaikuta LNA:n tuloon.

LNA:lle tehtiin stabiilisuustarkastelu käyttäen ADS:n μ -kerroinmenetelmää (kuva 37). Stabiilisuustarkastelu tehtiin 1 MHz:stä 20 GHz:iin. Kuten kuvasta 37 huomataan sekä lähteen ja kuorman μ -kertoimet ovat ≥ 1 , joten simulaation mukaan LNA on stabiili simuloitulla taajuusalueella.

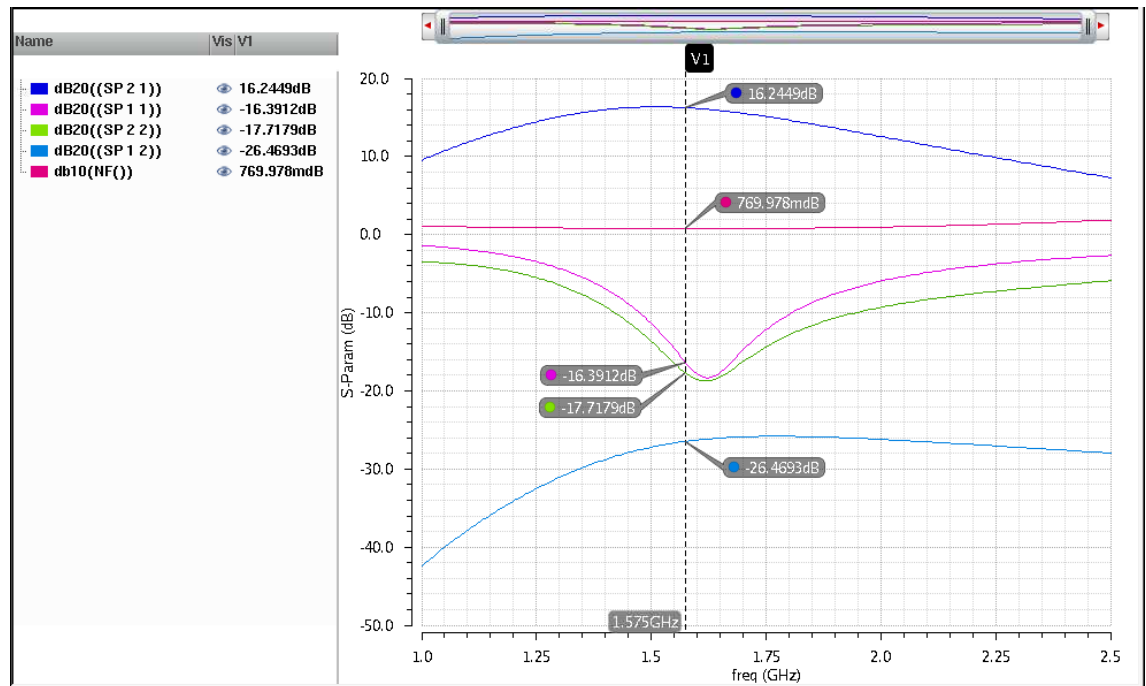


Kuva 37. Stabiilisuuskäyrät.

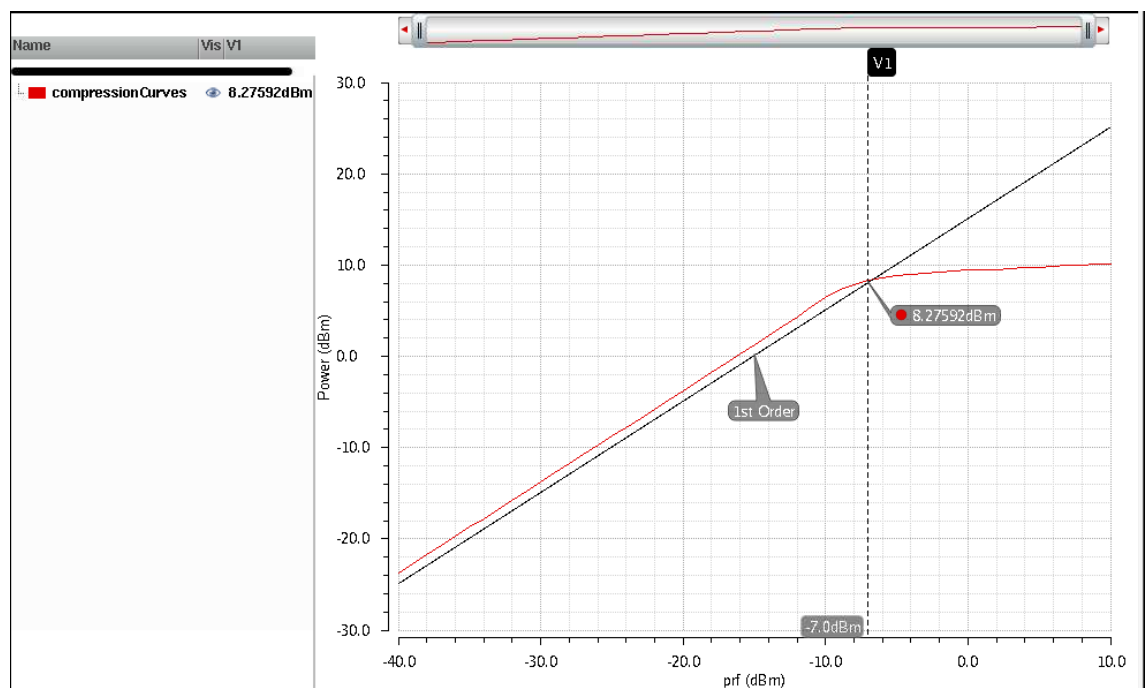
5.2.2 Simulaatiotulokset

Tässä luvussa esitetään simulaatiotulokset, joihin päädyttiin suunnittelussa. Ensimmäiseksi käsitellään LNA:n A-version simulaatiotulokset. LNA:n sovitukset sovitettiin käyttötaajuudesta noin 50 MHz ylemmälle taajuudelle, kuten aiemmin mainittiin. Siitä huolimatta sovitukset ovat tavoitteiden mukaiset.

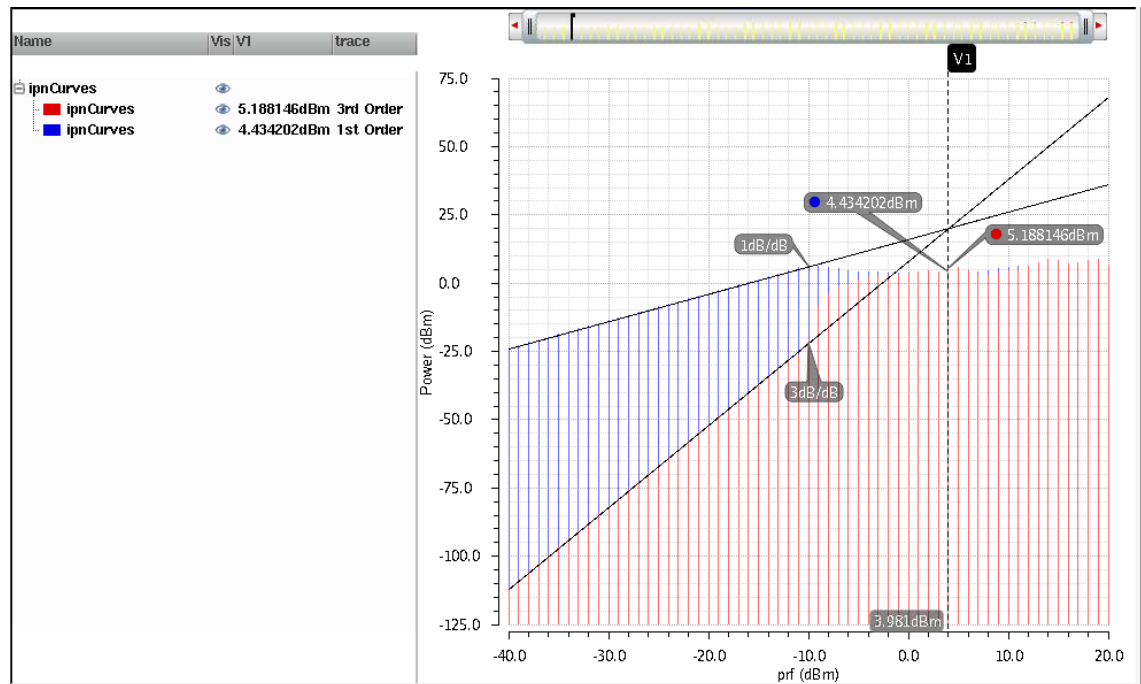
LNA:n A-version tulosoitukseksi (S_{11}) simuloitiin $-16,4$ dB ja lähdön sovitukseksi (S_{22}) $-17,7$ dB 1575 MHz:n taajuudella. Vahvistukseksi (S_{21}) simuloitiin $16,2$ dB, kohinaluvuksi (NF) $0,77$ dB ja isolaatioksi (S_{12}) $-26,5$ dB (kuva 38). LNA:n 1 dB:n kompressipisteeksi simuloitiin (ICP_{1dB}) -7 dBm (kuva 39.) ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi ($IIP3$) simuloitiin $3,98$ dBm (kuva 40).



Kuva 38. LNA:n simuloitu vahvistus, kohinaluku ja sovitukset. Kaskadi MOSFET:n $L = 120$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

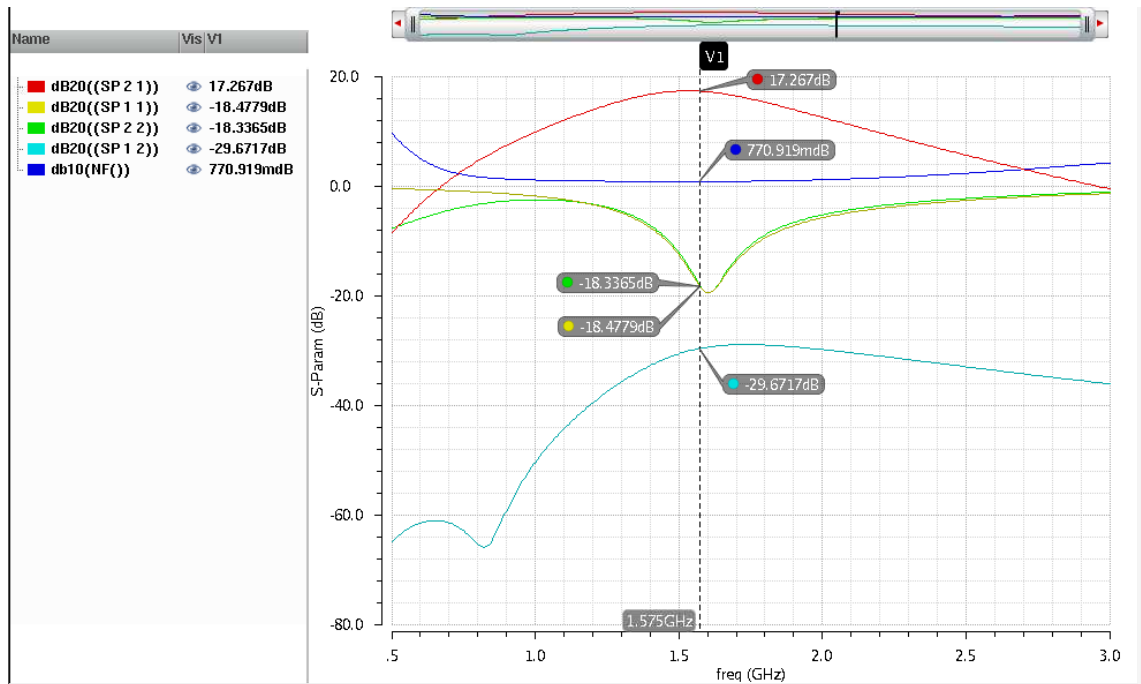


Kuva 39. LNA:n simuloitu 1 dB:n kompressiopiste. Kaskadi MOSFET:n $L = 120$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

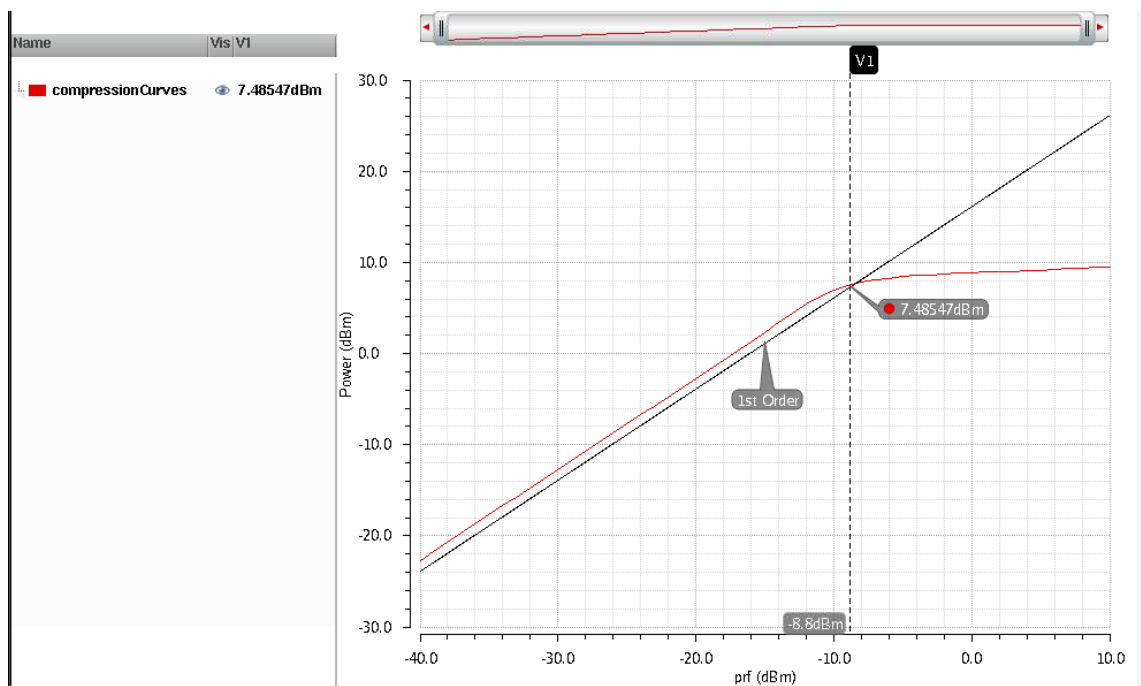


Kuva 40. LNA:n simuloitu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. Kaskadi MOSFET:n $L = 120$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

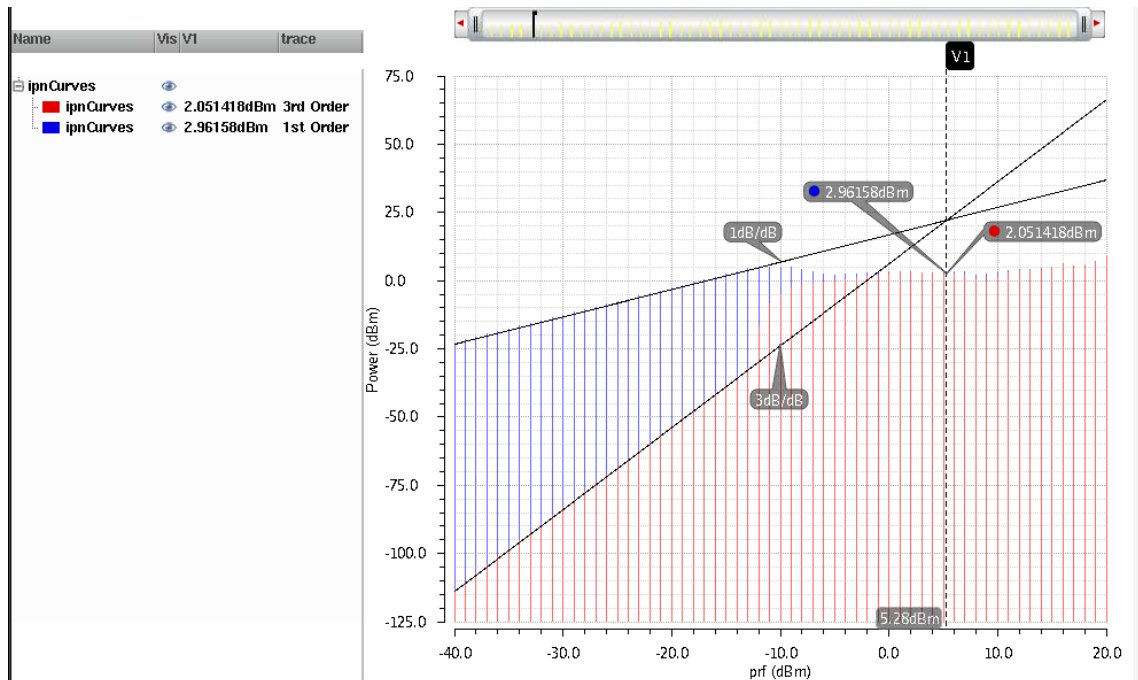
Myös LNA:n B-versio sovitettiin käyttötaajuudesta noin 50 MHz ylemmälle taajuudelle. LNA:n tulosovituksiksi simuloitiin $-18,3$ dB ja lähtösovitukseksi $-18,5$ dB 1575 MHz:n taajuudella. LNA:n vahvistukseksi simuloitiin $17,3$ dB, kohinaluvuksi $0,77$ dB ja isolaatioksi $-29,8$ dB (kuva 41). LNA:n 1 dB:n kompressiopisteeksi simuloitiin $-8,8$ dBm (kuva 42) ja kolmannen kertaluvun leikkauspisteeksi $5,28$ dBm (kuva 43).



Kuva 41. LNA:n simuloitu vahvistus, kohinaluku ja sovituset. Kaskadi MOSFET:n $L = 170$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

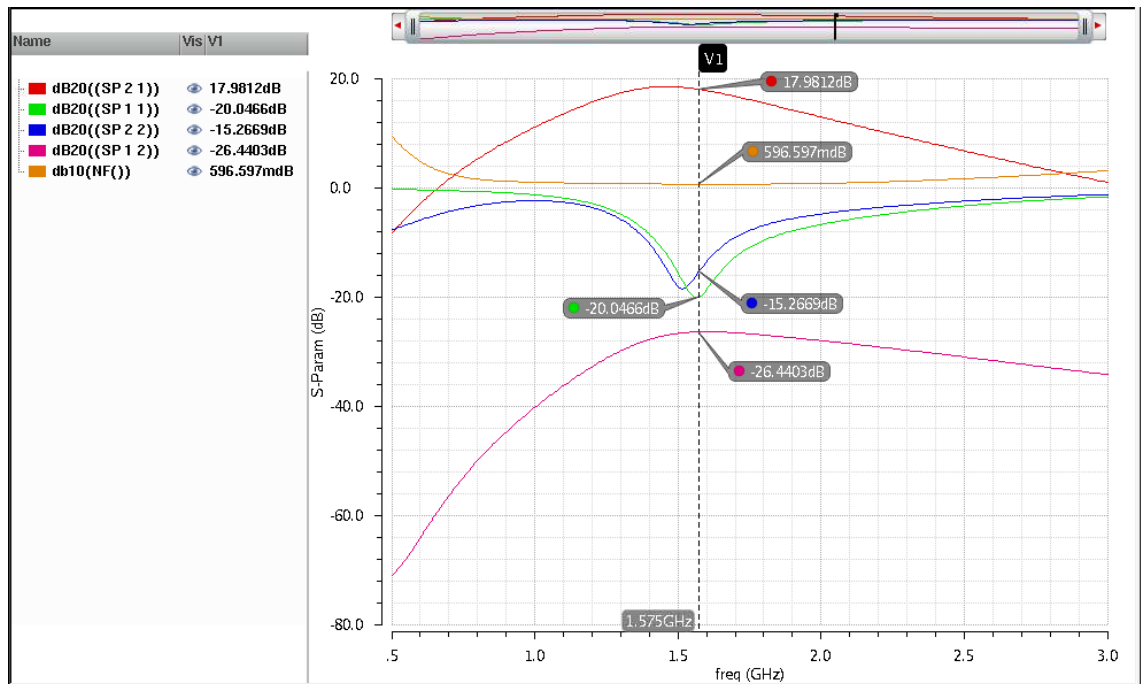


Kuva 42. LNA:n simuloitu 1 dB:n kompressiopiste. Kaskadi MOSFET:n $L = 170$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

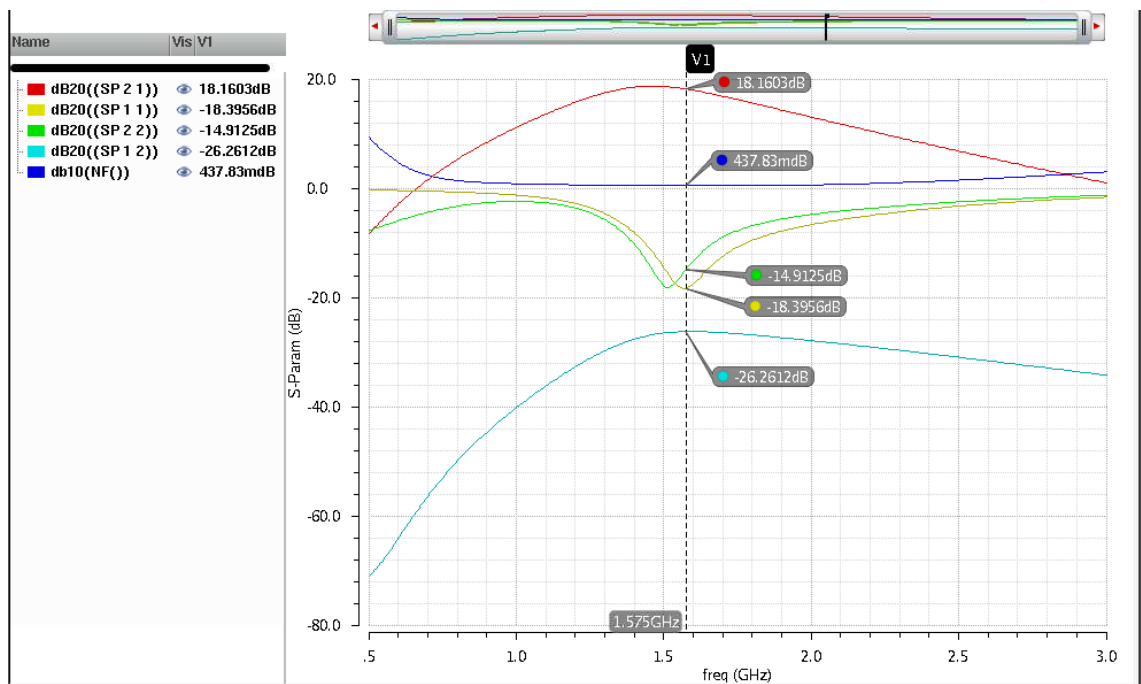


Kuva 43. LNA:n simuloitu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. Kaskadi MOSFET:n $L = 170$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA.

LNA:n tulokelan Q -arvo vaikuttaa huomattavasti LNA:n kohinalukuun, joten simuloitiin kuinka paljon kohinaluku pienenesi, jos tulokela olisi ulkoinen. Simulaatiot tehtiin Q -arvoilla 38 ja 90. Kelamallina käytettiin ideaalikelaa, johon voi määrittää Q -arvon ja simulaatio-ohjelma laskee sen perusteella sarjaresistanssin. Koska kelamalli on ideaalinen eikä perustu S -parametreihin, ovat saadut tulokset suuntaa antavia. Q -arvoilla 38 ja 90 kohinaluvuksi simuloitiin 0,6 dB ja 0,44 dB (kuva 44 ja 45). Myös LNA:n vahvistus suurenee, koska kelan häviöt ovat pienemmät. Lähtösovitin on hieman matalammalla taajuudella, koska simulaatiossa ei ole enää huomioitu oikean tulokelan vaikutusta kytkentään.



Kuva 44. LNA:n suorituskykykäyrät. $L = 170$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA. $Q_{lin} = 38$.



Kuva 45. LNA:n suorituskykykäyrät. $L = 170$ nm. $V_{DD} = 1,9$ V ja $I_{DD} = 5,5$ mA. $Q_{lin} = 90$.

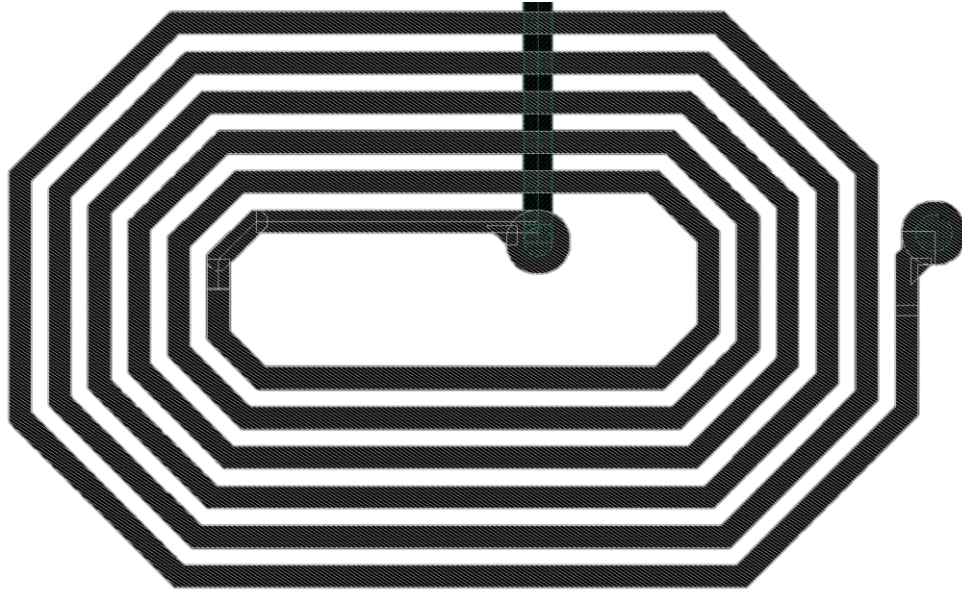
5.3 Kelojen fyysinen toteutus ja simuloiminen

Vastukselle ja kondensaattorille on käytetyn IC-prosessin mukaiset komponentit, niin piirikaaviossa kuin layoutissa. Keloille ei ole omaa komponenttia, vaan piirikaaviossa käytössä on ideaalikela, johon voi määrittää induktanssin, taajuuden ja Q -arvon. Simulaatio-ohjelma laskee annettujen arvojen perusteella kelan sarjaresistanssin. Kyseinen kelamalli ei sisällä kelojen välistä kytkeytymistä eikä parasiittisiä komponentteja, joita syntyy metallivedoista ja läpivienneistä.

Kelat voidaan mitoittaa ja piirtää layoutiin käsin, mutta kelat voidaan mitoittaa myös kelaustyökalun avulla. Kelaustyökaluun syötetään käyttötaajuus, käytettävä metalli, kelan maksimikoko, metallivedon minimi- ja maksimileveys, induktanssin arvo ja kelan muoto. Kelaustyökalu laskee erilaisia kelavaihtoehtoja annettujen parametrien mukaan maksimoiden Q -arvon. Yleensä kelavaihtoehtoista valitaan kela, jonka induktanssi vastaa mitoitettua kelan induktanssia ja Q -arvo on paras mahdollinen. Kelaustyökalusta kelat pystyy siirtämään layoutiin nappia painamalla. Luotu kela on samanlainen komponentti kuin muutkin layoutin komponentit, joten sen parametreja voi muuttaa. Kun kaikki kelat ovat layoutissa suunnitelluilla paikoilla, pitää ne vielä simuloida uudestaan EM-simulaatiolla, jotta kytkeytymiset ja parasiittiset komponentit saadaan huomioitua simulaatiossa.

EM-simulaatioon voidaan määrittää kaikki IC-piirin ja testilevyn materiaalien parametrit ja paksuudet, jolloin kelojen S -parametreista saadaan mahdollisimman tarkat ja vastaamaan fyysisiä keloja piirissä. Kelojen S -parametreja käytetään piirin simuloinnissa ideaalisten kelojen tilalla ja näin ollen simulaatiotulokset saadaan paremmin vastaamaan mitaustuloksia. Yleensä ensimmäinen versio keloista ei ole paras mahdollinen, koska sovitukset eivät ole halutulla taajuudella ja vahvistus saattaa olla liian huono. Kelojen induktanssiarvot eivät tässä tapauksessa ole oikeat, vaan kelojen fyysisiä mittoja pitää muuttaa ja EM-simulaatio pitää tehdä uudestaan. Fyysisten kelojen induktanssit eivät yleensä ole samat kuin ideaalisilla keloilla, koska kytkeytymiset ja parasiittiset komponentit vaikuttavat keloihin ja näin ollen sovitukseen.

Kuvassa 46 on 110 nm:n prosessilla valmistetun LNA:n A-version tulokela (L_{in}) toteutettuna. Kelan leveys (x) on $573\text{ }\mu\text{m}$ ja korkeus (y) on $363\text{ }\mu\text{m}$.



Kuva 46. LNA:n toteutettu tulokela (L_{in}). Kelan keskeltä ylöspäin lähtevä metalliveto on toisella metallikerroksella, kuin kelan metalli. 110 nm:n prosessi. $x = 573\text{ }\mu\text{m}$ ja $y = 363\text{ }\mu\text{m}$.

6 POHDINTA

Työssä onnistuttiin suunnittelemaan ja toteuttamaan kaksi LNA:ta. Suurin osa tavoitesuorituskykymäärittelyistä onnistuttiin saavuttamaan, mutta ei kaikkia. Ensimmäinen LNA saatiin mitoitettua siten, että vahvistus, kohinaluku ja sovitukset ovat tavoitteiden mukaiset. Lineaarisuuden osalta tavoitteisiin ei päästy. Taulukossa 5 on kootusti ensimmäisen LNA:n simulaatio- ja mittaustulokset muutamalla virran- ja jännitearvolla.

Taulukko 5. LNA:n suorituskykyarvot koottuna. 180 nm:n prosessi.

	Simuloitu $f=1575$ MHz			Mitattu $f=1575$ MHz			Mitattu $f=1470$ MHz		
V_{DD} [V]	1,7	2	2,5	1,7	2	2,5	1,7	2	2,5
I_{DD} [mA]	5,6	6,5	6,1	5,1	6	5,9	5,1	6	5,9
S_{21} [dB]	16	16,6	16,6	15,4	15,94	15,93	15,95	16,42	16,38
S_{11} [dB]	-14,6	-15,2	-15,1	-12,9	-13,89	-13,61	-12,48	-12,65	-12,04
S_{22} [dB]	-20,5	-20,7	-20,2	-13,22	-13,59	-13,85	-32,46	-31,93	-28,48
S_{12} [dB]	-37,1	-37,2	-37,4	-33,19	-33,29	-33,5	-33,77	-33,96	-34,1
NF [dB]	0,83	0,81	0,81	1,07	1,04	1	1	0,96	0,98
ICP_{1dB} [dBm]	-10,7	-9,8	-8,2	-11,57	-10,53	-9,08	-10,77	-9,67	-7,83
$IIP3$ [dBm]	0,4	1,36	0,96	-3,79	-2,44	-1,11	-3,32	-1,83	-0,2

Mittauksissa huomattiin, että LNA:n sovitukset (S_{11} ja S_{22}) ovat soveltuneet 1470 MHz:n taajuudelle. Vaikka sovitukset eivät ole -15 dB 1575 MHz:n taajuudella, ovat ne silti hyvät. Suunnittelussa pyrittiin huomioimaan mahdollisimman paljon parasiittisiä komponentteja, jotka voisivat vaikuttaa sovitukseen, mutta on ilmeistä, että kaikkia ei ole otettu huomioon. Yksi mahdollinen mikä vaikuttaa sovitukseen ja LNA:n suorituskykyyn on MOSFETien metalloinnista johtuvat parasiittiset komponentit. Suunnittelussa pyrittiin ottamaan huomioon kyseiset parasiittiset komponentit, mutta käytössä ei ollut simulaatio-ohjelmaa, jolla parasiittiset komponentit olisi voitu simuloida suoraan layoutista, joka olisi tarkempi menetelmä. Toinen mahdollinen syy on muut parasiittiset komponentit piirissä, joita ei ole otettu huomioon.

LNA:n vahvistus ja kohinaluku ovat parhaat soveltuneella taajuudella, joten tarkastellaan tuloksia 1470 MHz:n ja 1575 MHz:n taajuuksilla. LNA:n vahvistukseksi mitattiin

15,95–16,42 dB riippuen käytetystä virrasta (taulukko 5). Jos tulosta verrataan simuloituihin arvoihin huomataan, että eroa on maksimissaan 0,2 dB simuloitujen ja mitatun vahvistuksen välillä. 1575 MHz:n taajuudella vahvistus on alle 16 dB, mikä on vähemmän kuin tavoiteltu kyseisellä taajuudella.

LNA:n kohinaluvuksi mitattiin 0,96 dB 1470 MHz:n taajuudella ja 1,04 dB 1575 MHz:n taajuudella. Mitattujen ja simuloitujen arvojen ero on 0,15–0,2 dB riippuen käytetystä virrasta, joka on suuri ero kohinaluvussa. Ero mitattujen ja simuloitujen kohinalukujen välillä johtuu parasiittisiä komponenteista, mutta tarkkaa syytä ei saatu selville tämän työn aikana.

LNA:n mitatut 1 dB:n kompressiopisteet ovat linjassa simuloitujen arvojen kanssa 1470 MHz:n taajuudella, kun taas mitatut IIP3:n arvot ovat hieman pienemmät kuin simuloitujen arvot. Lineaarisuus paranee hieman, kun käyttöjännitettä suurennetaan.

Toisesta LNA:sta tarkastellaan pelkästään simulaatiotuloksia, koska mittaustuloksia ei tähän työhön keritty saamaan. LNA:sta tehtiin kaksi versiota, joissa erona on kaskadi-MOSFETin hilan pituus. A-versiossa hilan pituus on 120 nm ja B-versiossa 170 nm.

Taulukko 6. 120 nm:n prosessilla toteutetun LNA:n simulaatiotulokset. A: kaskadi-MOSFETin $L = 120$ nm, B: kaskadi-MOSFETin $L = 170$ nm.

	A $Q_{lin} = 23,5$	B $Q_{lin} = 23,4$	A $Q_{lin} = 38$	A $Q_{lin} = 90$	B $Q_{lin} = 38$	B $Q_{lin} = 90$
V_{DD} [V]	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9	1,9
I_{DD} [mA]	5,5	5,5	5,5	5,5	5,5	5,5
f [MHz]	1575	1575	1575	1575	1575	1575
S_{21} [dB]	16,24	17,27	17,17	17,37	17,98	18,16
S_{11} [dB]	-16,39	-18,48	-16,23	-14,93	-20,05	-18,4
S_{22} [dB]	-17,72	-18,34	-15,45	-15,02	-15,27	-14,91
S_{12} [dB]	-26,47	-29,67	-24,12	-23,93	-26,44	-26,26
NF [dB]	0,77	0,77	0,62	0,46	0,6	0,44
ICP_{1dB} [dBm]	-7	-8,8	-7,9	-8,1	-9,5	-9,7
$IIP3$ [dBm]	3,98	5,28	2,9	2,8	4,66	4,52

Molemmilla LNA-versioilla vahvistukseksi simuloitiin yli 16 dB ja kohinaluvuksi alle 0,8 dB. Simulaation perusteella voidaan todeta, että vahvistusta saadaan enemmän ulos,

kun kaskadi-MOSFETin hilan pituus on 170 nm. Kohinalukuun se ei vaikuta, koska LNA:n kohinaluku määräytyy tulokelan Q -arvosta ja vahvistin MOSFETista, jotka kummassakin versiossa ovat samat.

A-version 1 dB:n kompressiopisteeksi simuloitiin -7 dBm, joka on tavoiteltu arvo. Vastavasti B-version kompressiopiste on $-8,8$ dBm, joka on 1,8 dB huonompi kuin mitä tavoiteltiin. Kompressiopisteen huonoutta selittää B-version suurempi vahvistus, mutta on myös mahdollista, että hilan pituus vaikuttaa asiaan. Hilan pituuden vaikutus on kuitenkin hankala varmentaa, koska vahvistukset ovat erisuuruiset A- ja B-versiolla. Kummankin LNA-version simuloidut IIP3:n arvot ovat yli 3 dBm ja näin ollen ovat paremmat kuin tavoiteltiin. Huomioitavaa on, että 170 nm:n hilan pituudella simuloitiin 1,2 dB parempi IIP3-tulos.

Kaikissa tässä työssä toteutetuissa LNA:ssa kaikki kelat on integroitu IC-piirille, joten tutkittiin teoriassa, paljonko LNA:n kohinaluvuksi saadaan ulkoisella tulokelalla, jonka Q -arvo on erittäin suuri. Simulaatiot tehtiin kahdella Q -arvolla. Q -arvolla 38 LNA:n kohinaluvuksi simuloitiin 0,6–0,62 dB ja Q -arvolla 90 simuloitiin 0,44–0,46 dB. Tulokset ovat huomattava parannus, kun verrataan IC-piirille integroituun kelaan. Myös LNA:n vahvistus suurenee suuremmalla tulokelan Q -arvolla, koska kelan parasiittisen sarjaresistanssin aiheuttama häviö on pienempi.

Työssä suunniteltujen LNA:ten suorituskky on hyvä, kun verrataan muihin CMOS-prosessilla tehtyihin LNA:hin. Esim. jos verrataan konferenssiraportissa [14] tehtyyn LNA:han, on suunniteltujen LNA:ten vahvistus samansuuruinen. Kohinaluku on hiukan pienempi ja lineaarisuus on parempi kuin konferenssiraportissa. Varsinkin 110 nm:n prosessilla tehdyn LNA:n suorituskky on selkeästi parempi. Toisaalta tulee kuitenkin huomioida, että konferenssiraportin LNA:n käyttöjännite ja virrankulutus ovat pienemmät.

Suunniteltujen LNA:ten suorituskky on myös hyvä, kun verrataan SiGe-prosessilla tehtyihin LNA:hin. SiGe -prosessia käytetään paljon LNA-suunnittelussa, koska sillä saavutetaan hyvä kohinaluku. Jos verrataan konferenssiraportissa [18] tehtyyn LNA:n suorituskkyyn, on LNA:ten suorituskky samaa tasoa. Varsinkin 110 nm:n prosessilla suunniteltu LNA pärjää suorituskkyvyltään SiGe-prosessilla tehdyille LNA:lle. Taulukossa 7 on esitetty konferenssiraporttien LNA:ten suorituskkyarvoja.

Taulukko 7. Tuloksia kootusti ja vertailuna kahden muun LNA:n suorituskkyarvoja.

	A $Q_{lin}=23,5$	B $Q_{lin}=23,4$	Mitattu LNA	[14]	[18]
V_{DD} [V]	1,9	1,9	2	1,5	
I_{DD} [mA]	5,5	5,5	6	6	
f [MHz]	1575	1575	1470	1575	1575
S_{21} [dB]	16,24	17,27	16,42	16,5	20,2
S_{11} [dB]	-16,39	-18,48	-12,65	-13	-12
S_{22} [dB]	-17,72	-18,34	-31,93	-14	-27
S_{12} [dB]	-26,47	-29,67	-33,96	-30	-
NF [dB]	0,77	0,77	0,96	1,3	0,86
ICP_{1dB} [dBm]	-7	-8,8	-9,67	-	-13,5
$IIP3$ [dBm]	3,98	5,28	-1,83	-5	-4

7 YHTEENVETO

Tässä työssä käsiteltiin LNA:n suunnittelua teoriassa ja suunniteltiin kaksi LNA:ta GNSS-järjestelmille, joiden käyttötaajuus on 1575 MHz. Työssä suunniteltiin LNA, joka voidaan asentaa tarvittaessa koaksiaalikaapelin sisälle. Työssä tutkittiin myös pienemmän valmistusprosessin hyötyjä LNA:n suorituskykyyn. Myös käyttövirran ja tulokelan Q -arvon vaikutusta LNA:n kohinalukuun tutkittiin.

LNA:t mitoitettiin vaatimusmäärittelyiden mukaan ja ne valmistettiin 180 nm:n ja 110 nm:n CMOS ZeroCap -prosesseilla. 180 nm:n prosessilla valmistetun LNA:n mittauksissa huomattiin, että LNA oli sovittunut 1470 MHz:n taajuudelle. LNA:n mitattu vahvistus ja sovitukset olivat hyvät 1470 MHz:n taajuudella. LNA:n kohinaluku oli 0,2 dB huonompi kuin mitä oli simuloitu. LNA:n mitatut lineaarisuusarvot olivat samansuuruisia simuloitujen arvojen kanssa. Kohinaluvun huonous ja 100 MHz:n ero taajuudessa oletettavasti johtuivat parasiittisistä komponenteista, joita ei osattu ottaa huomioon suunnittelussa.

LNA:n valmistusaikataulun venymisen takia työssä ei käsitelty 110 nm:n prosessilla valmistetun LNA:n mittaustuloksia. LNA:n suunnittelussa parasiittiset komponentit pystyttiin ottamaan tarkemmin huomioon kuin ensimmäisen LNA:n kohdalla. Simulaatiotulosten perusteella voidaan olettaa, että LNA:n mittaustulokset ovat lähes yhtä hyvät kuin simulaatiotulokset ja paremmat kuin ensimmäisen LNA:n mittaustulokset.

Mittaukset osoittivat, että LNA:n käyttövirtaa ei kannata kasvattaa yli 7 mA. Virran kasvattamisesta ei saada niin suurta hyötyä kohinaluvussa että se kannattaisi, koska varsinkin mobiililaitteissa halutaan mahdollisimman pientä virrankulutusta. LNA:n tulokelan Q -arvolla on suuri vaikutus kohinalukuun. Simulaatioiden perusteella 110 nm:n prosessilla valmistetun LNA:n kohinaluvuksi voitaisiin saada 0,4–0,6 dB, jos käytössä olisi ulkoinen tulokela, jonka Q -arvo olisi 90–38. Kuitenkin vasta mittausten perusteella voidaan tehdä lopulliset johtopäätökset.

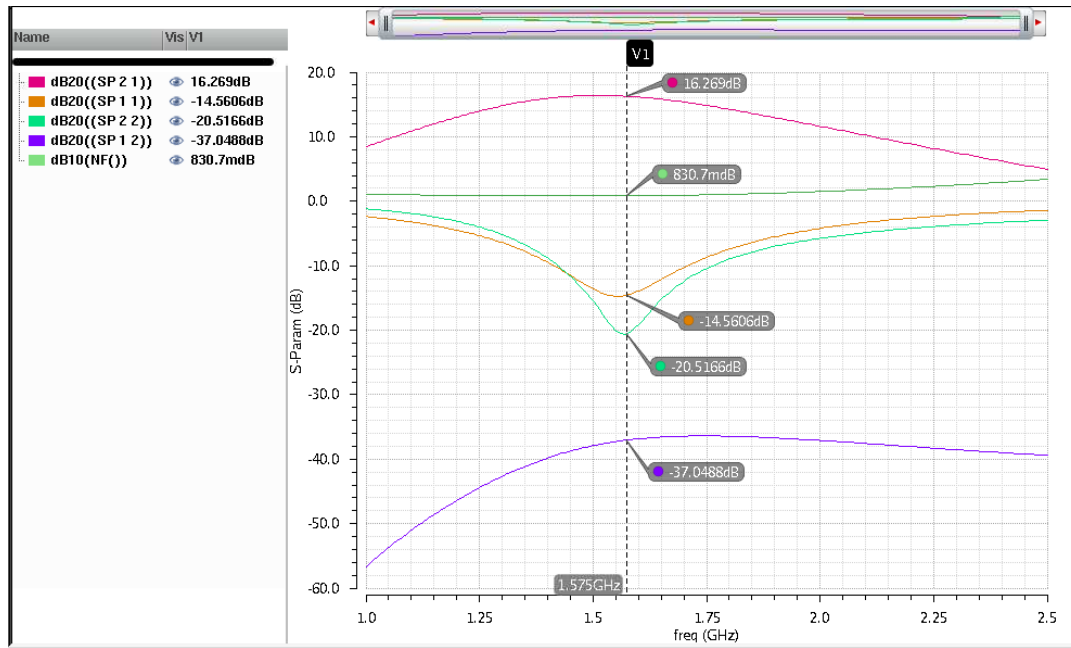
Mitattua LNA:ta voitaisiin käyttää GNSS-järjestelmissä, mutta ensin olisi järkevämpää mitoitaa LNA uudestaan mittaustulosten perusteella, jotta LNA:n sovitukset saataisiin oikealle taajuudelle. Myös LNA:n suorituskykyä voitaisiin parantaa uudelleen mitoituksella. Toinen LNA tulee mitata ja varmentaa, ovatko simulaatiotulokset oikeanlaisia. Ulkoisen kelan käyttöä tulisi myös harkita paremman kohinaluvun saavuttamiseksi, jos sisäisen kelan Q -arvoa ei pystytä suurentamaan.

LÄHTEET

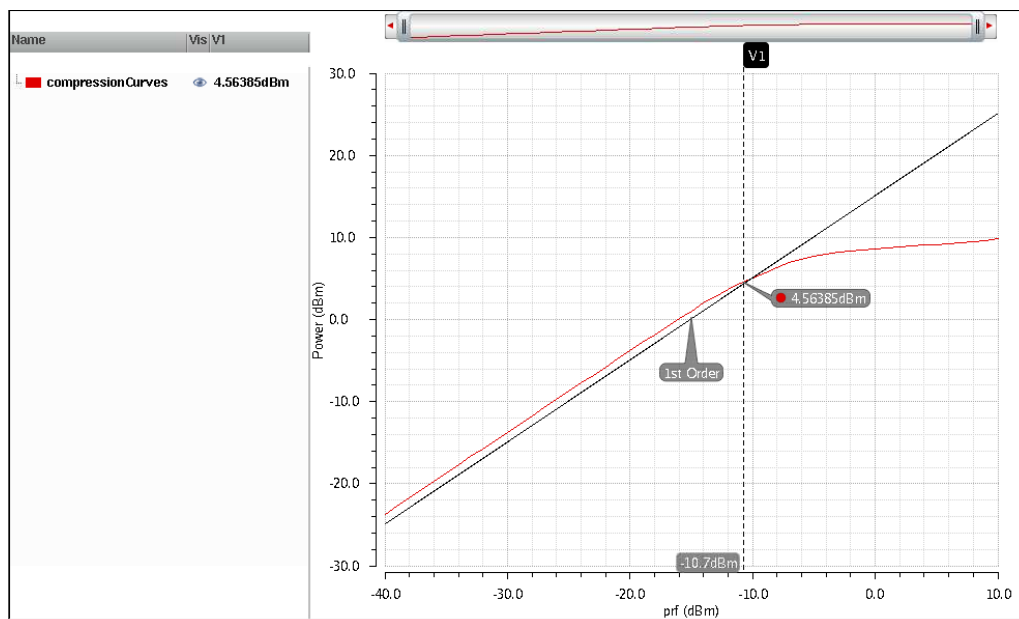
- [1] M. Kaltiokallio, Integrated radio frequency circuits for wideband receivers, väitöskirja, Aalto-yliopisto, 2014. Saatavilla: <http://urn.fi/URN:ISBN:978-952-60-5616-6>.
- [2] J. Ollikainen, Laajakaistaisen RF-etupään suunnittelu kognitiiviseen radiovastaanottoon, diplomityö, Aalto-yliopisto, 2010. Saatavilla: <http://lib.tkk.fi/Dipl/2010/urn100271.pdf>
- [3] R. Caverly, *CMOS RFIC Design Principles*. Boston [Mass.]: Artech House, 2007.
- [4] C. Bowick, *RF Circuit Design*. Amsterdam ; London: Newnes, 2008.
- [5] R. C. Li , *RF Circuit Design*. Hoboken New Jersey: John Wiley & Sons, Inc, 2012.
- [6] C. Wei-Hung. Designs of broadband highly linear CMOS LNAs for multiradio multimode applications. 2009. Saatavilla: <http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2009/EECS-2009-112.pdf>.
- [7] R. J. Baker, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation*. Hobokon, New Jersey: A John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [8] C. Galup-Montoro and M. C. Schneider, *MOSFET Modeling for Circuit Analysis and Design*. Singapore ; Hackensack, NJ: World Scientific, 2007.
- [9] J. N. Burghartz, *Guide to State-of-the-Art Electron Devices*. Chichester West Sussex U.K.: John Wiley & Sons Inc, 2013.
- [10] M. Kwon, *CMOS Technology*. New York: Nova Science Publishers, 2011.
- [11] M. B. Thacker, M. Awakhare, R. H. Khobragade and P. A. Dwaramwar, "Multi-standard highly linear CMOS LNA," in *Electronic Systems, Signal Processing and Computing Technologies (ICESC), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 63-68.
- [12] D. J. Allstot, K. Choi and J. Park, *Parasitic-Aware Optimization of CMOS RF Circuits*. Boston: Kluwer Academic Publishers, 2003.
- [13] MIPI Alliance. *About MIPI*. [online]. Saatavilla: <http://mipi.org/momentum>. Luettu: 11.04.2016.
- [14] P. Leroux, M. Steyaert, V. Vassilev and G. Groeseneken, "A 1.3dB NF CMOS LNA for GPS with 3kV HBM ESD-protection," in *Solid-State Circuits Conference, 2002. ESSCIRC 2002. Proceedings of the 28th European*, 2002, pp. 335-338.
- [15] P. V. RayuduArja. A reconfigurable SPICE-based CMOS LNA design in 90 nm technology using ADS RFIC dynamic link. 2015.
- [16] M. Wasim. Cmos lna design for multi-standard applications. 2006.
- [17] B. P. Wong, *Nano-CMOS Circuit and Physical Design*. Hoboken N.J: John Wiley, 2005.
- [18] Yanbin Luo, Min Qian, Yebing Gan, Chengyan Ma and Tianchun Ye, "Analysis and optimal design of SiGe HBT low noise amplifier for GNSS receiver," in *2015 IEEE 16th International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2015, pp. 9-12.

LIITTEET

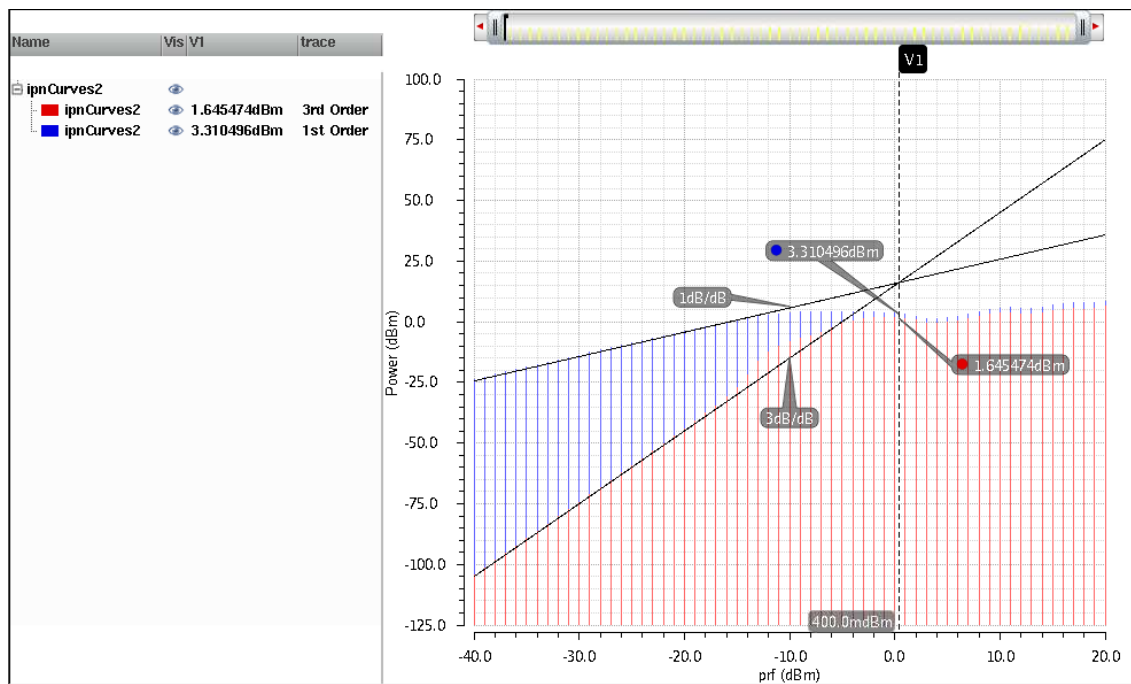
Simulaatiotuloksia



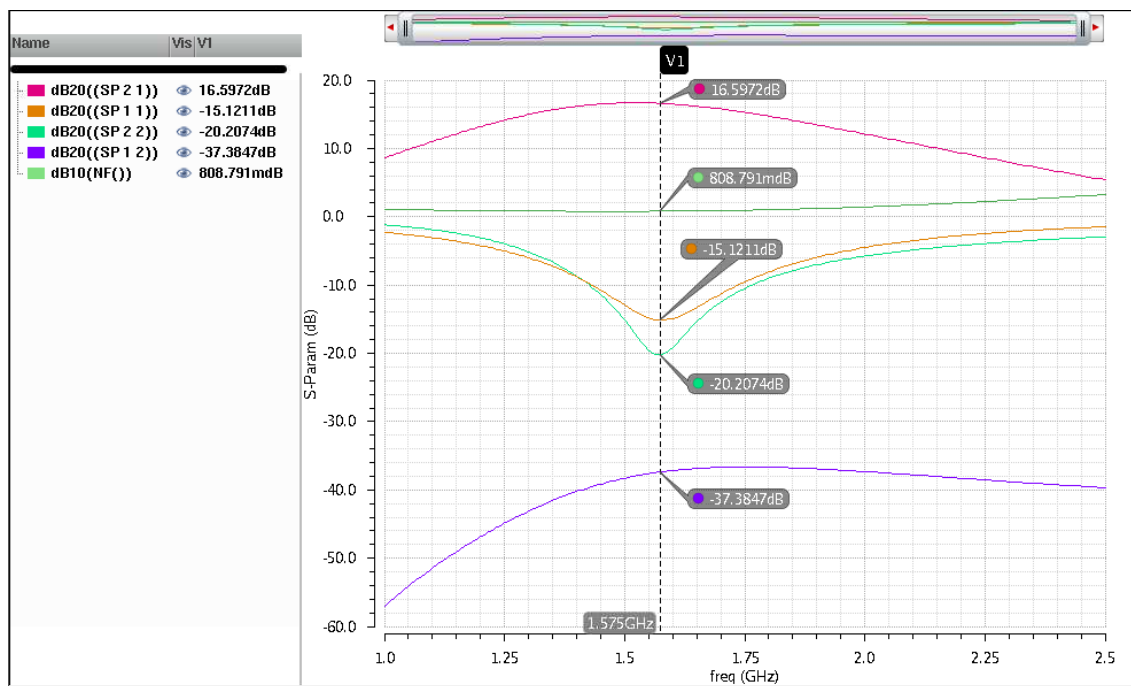
Kuva 1. LNA:n simuloitu vahvistuskäyrä, kohinaluku ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 1,7 \text{ V}$ ja $I_{DD} = 5,6 \text{ mA}$. 180 nm:n prosessi.



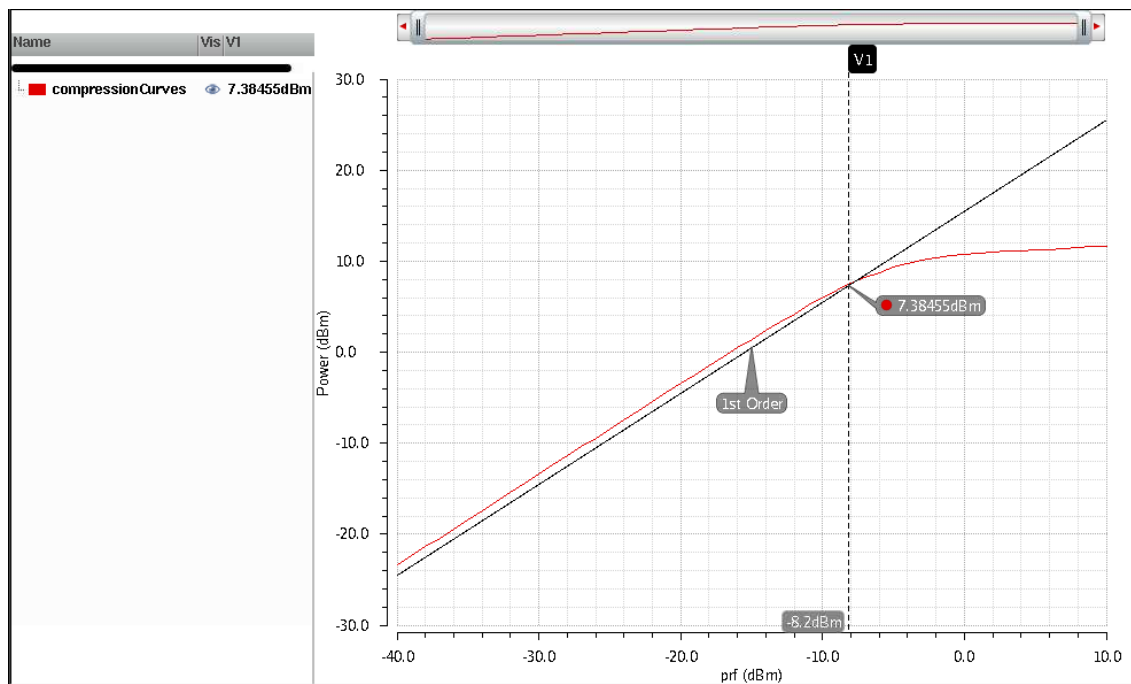
Kuva 2. LNA:n simuloitu 1 dB:n kompressiopiste. $V_{DD} = 1,7 \text{ V}$ ja $I_{DD} = 5,6 \text{ mA}$. 180 nm:n prosessi.



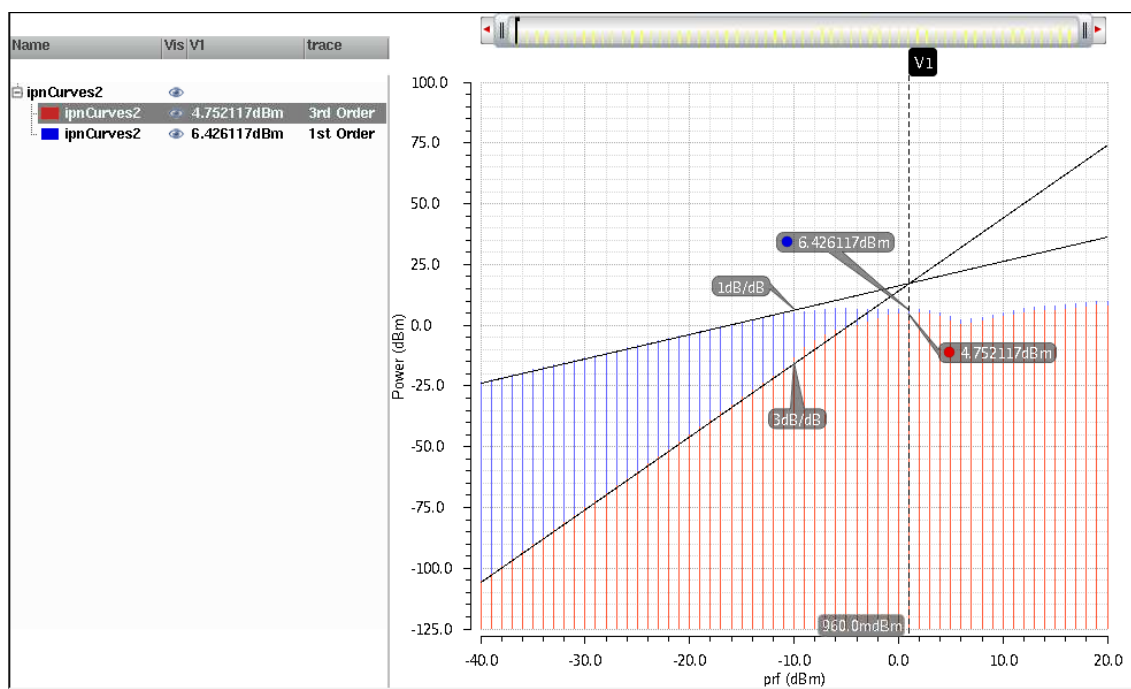
Kuva 3. LNA:n simuloitu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $V_{DD} = 1,7 \text{ V}$ ja $I_{DD} = 5,6 \text{ mA}$. 180 nm:n prosessi.



Kuva 4. LNA:n simuloitu vahvistuskäyrä, kohinaluku ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 2,5 \text{ V}$ ja $I_{DD} = 6,1 \text{ mA}$. 180 nm:n prosessi.

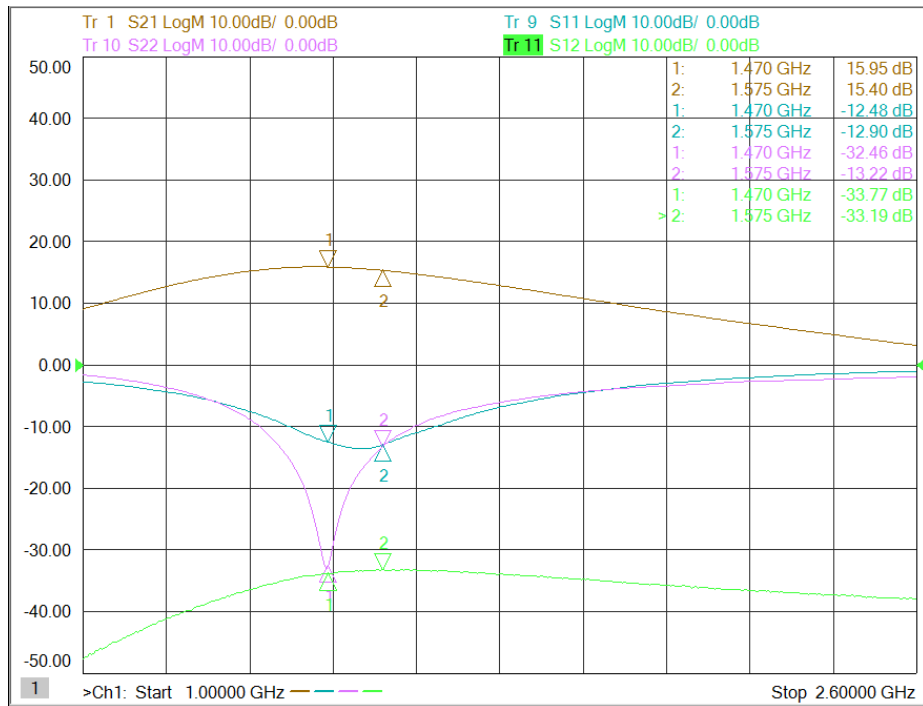


Kuva 5. LNA:n simuloitu 1 dB:n kompressiopiste. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 6,1$ mA. 180 nm:n prosessi.

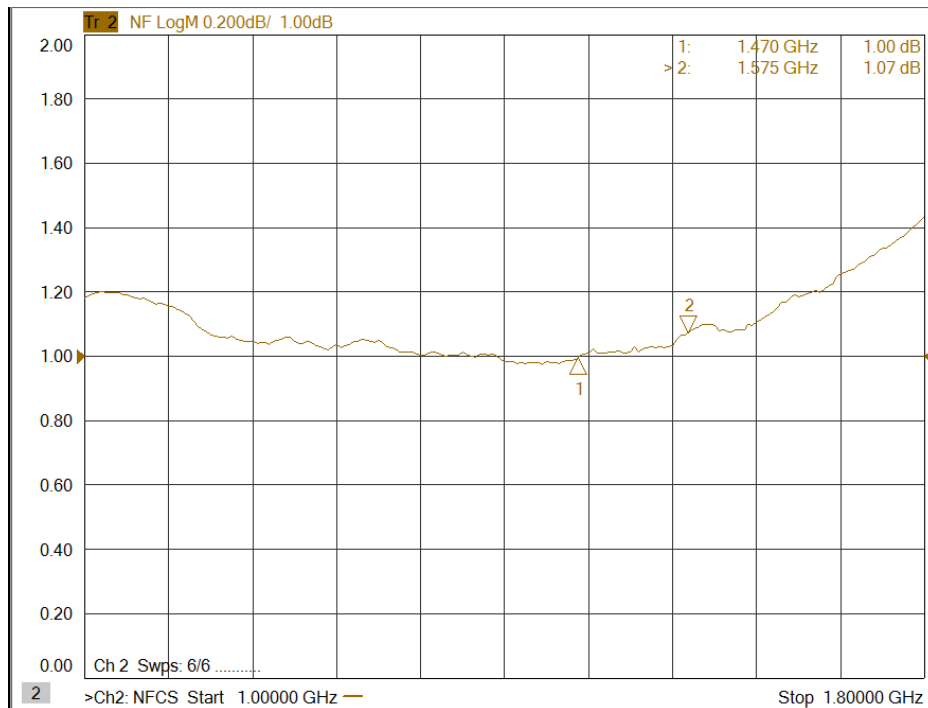


Kuva 6. LNA:n simuloitu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 6,1$ mA. 180 nm:n prosessi.

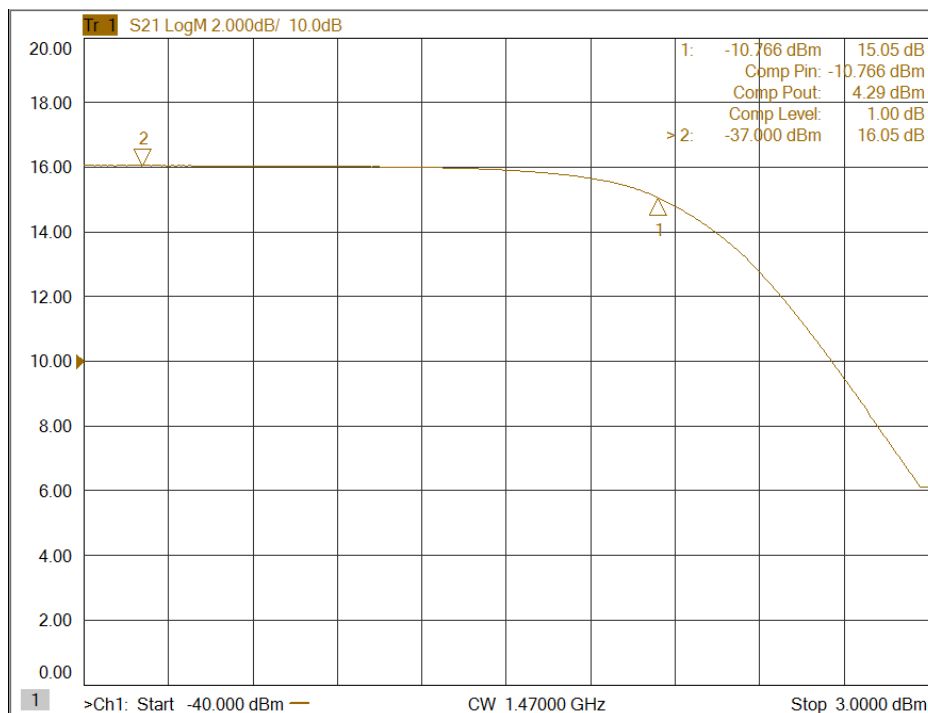
Mittaustuloksia



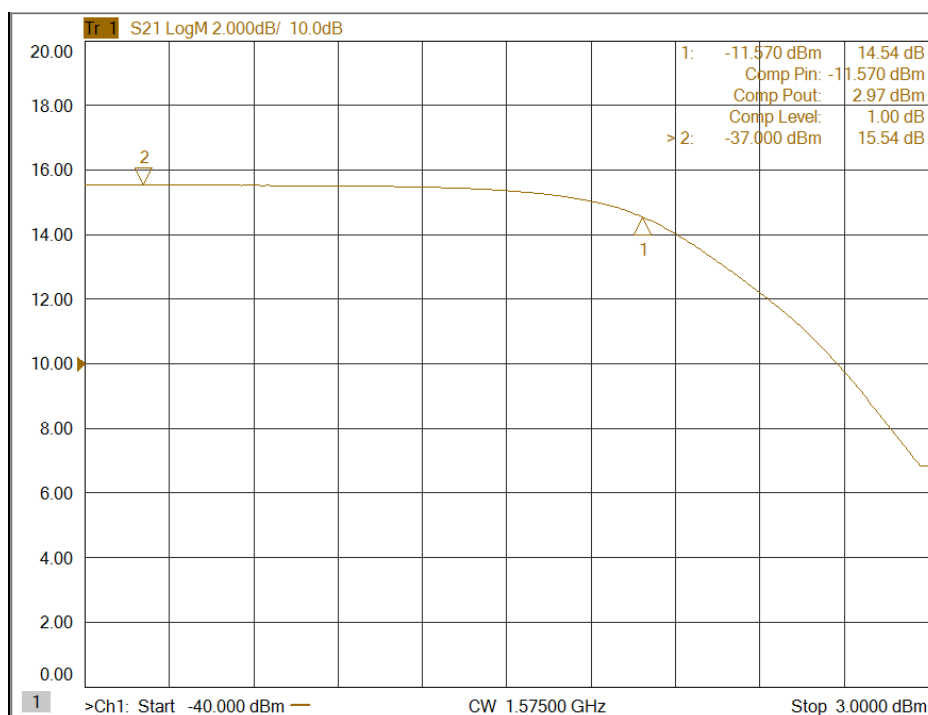
Kuva 7. LNA:n mitattu vahvistuskäyrä ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



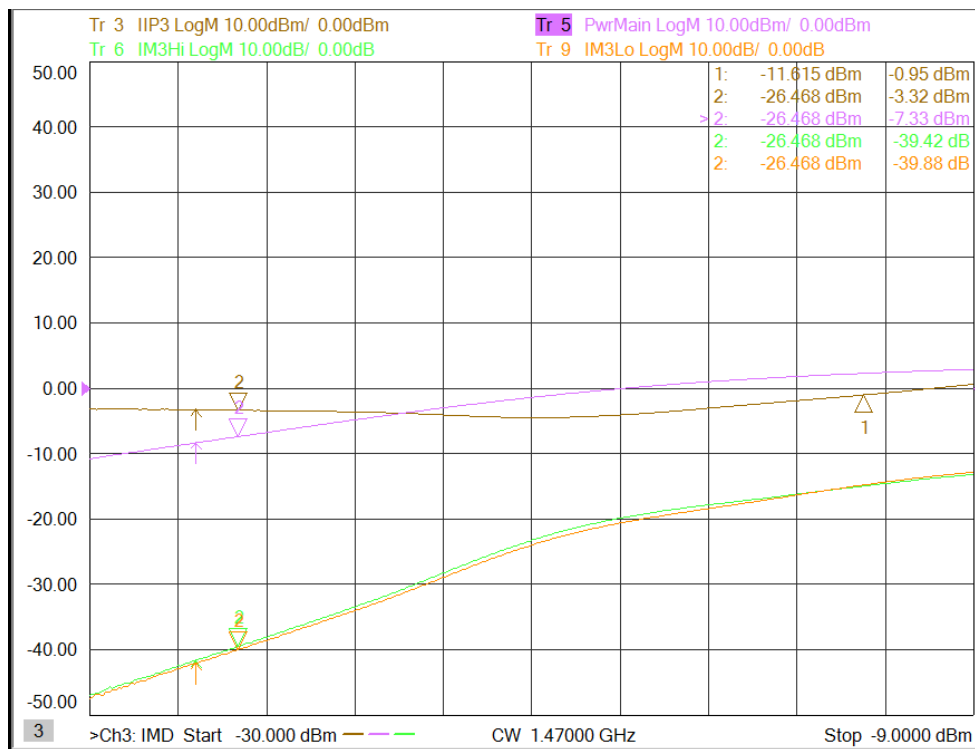
Kuva 8. LNA:n mitattu kohinaluku. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



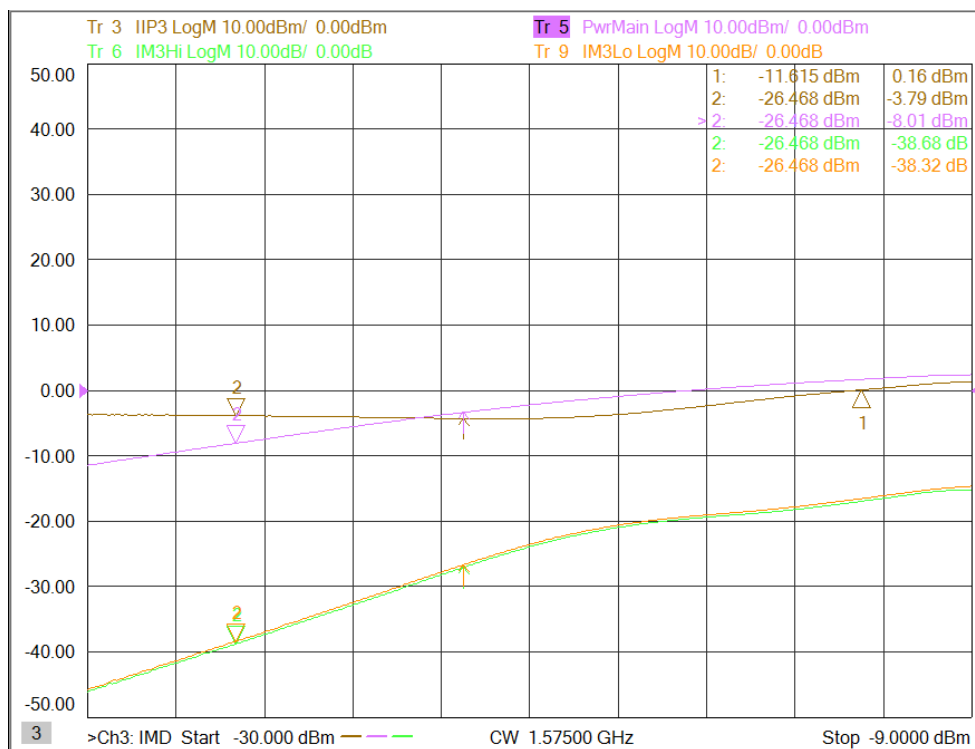
Kuva 9. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiopiste. $f = 1470$ MHz. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



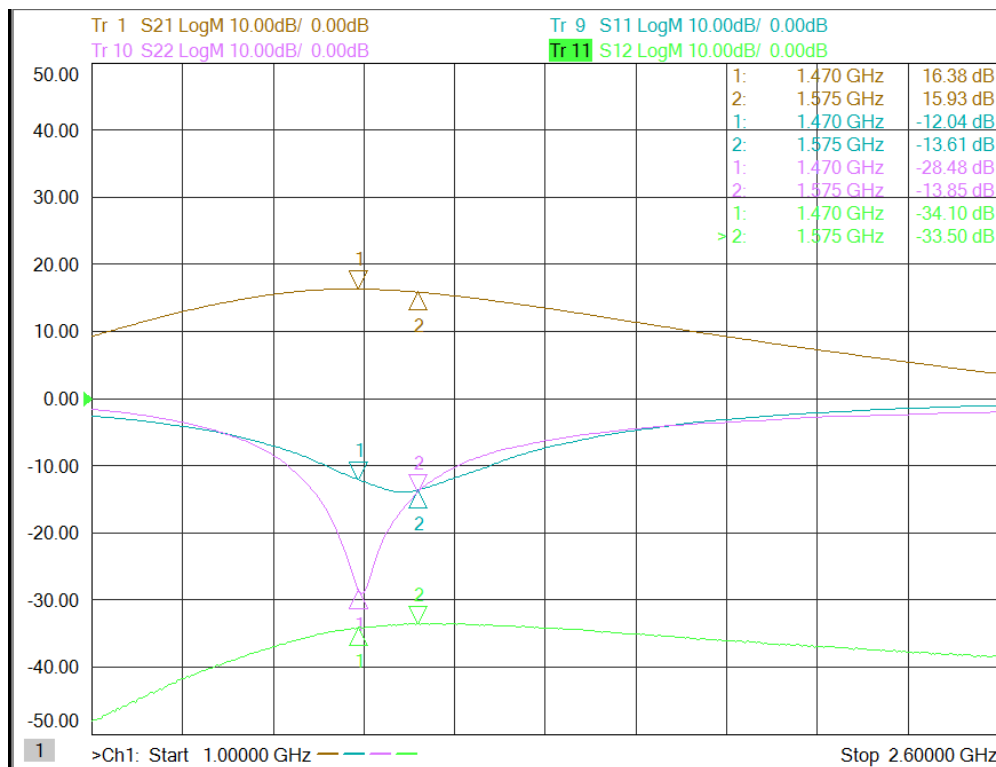
Kuva 10. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiopiste. $f = 1575$ MHz. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



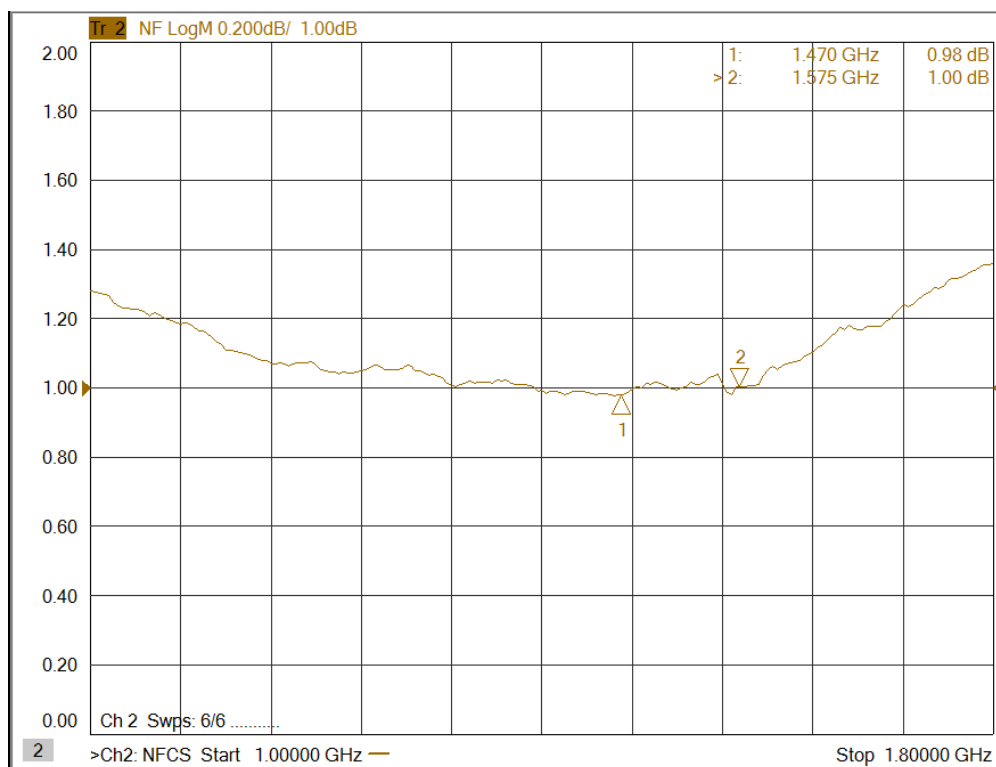
Kuva 11. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $f = 1470$ MHz. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



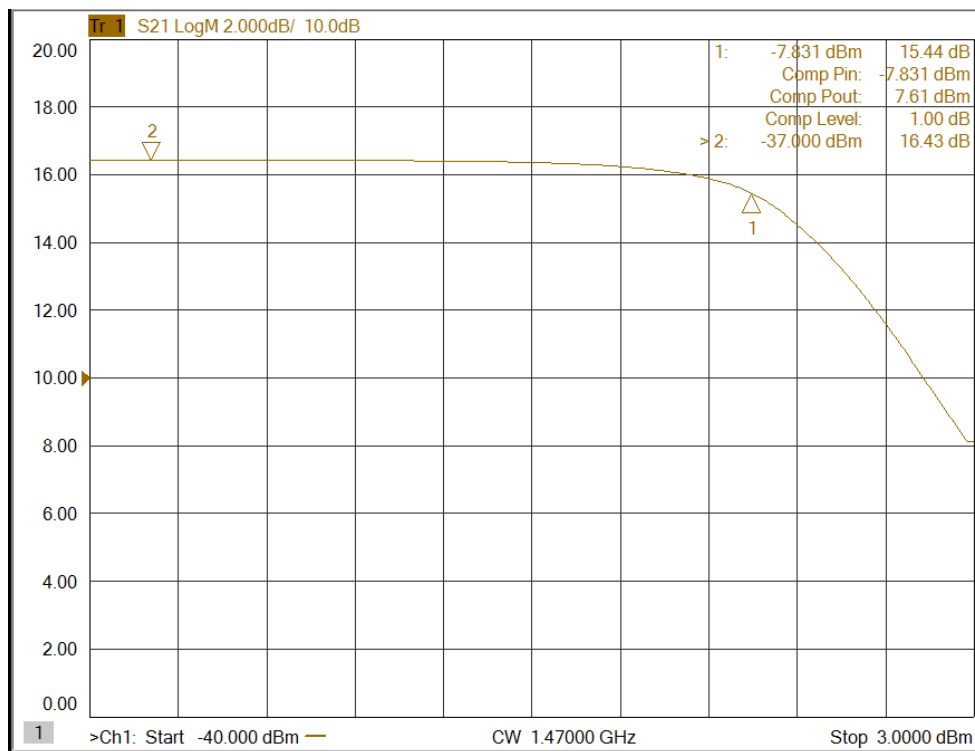
Kuva 12. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $f = 1575$ MHz. $V_{DD} = 1,7$ V ja $I_{DD} = 5,1$ mA. 180 nm:n prosessi.



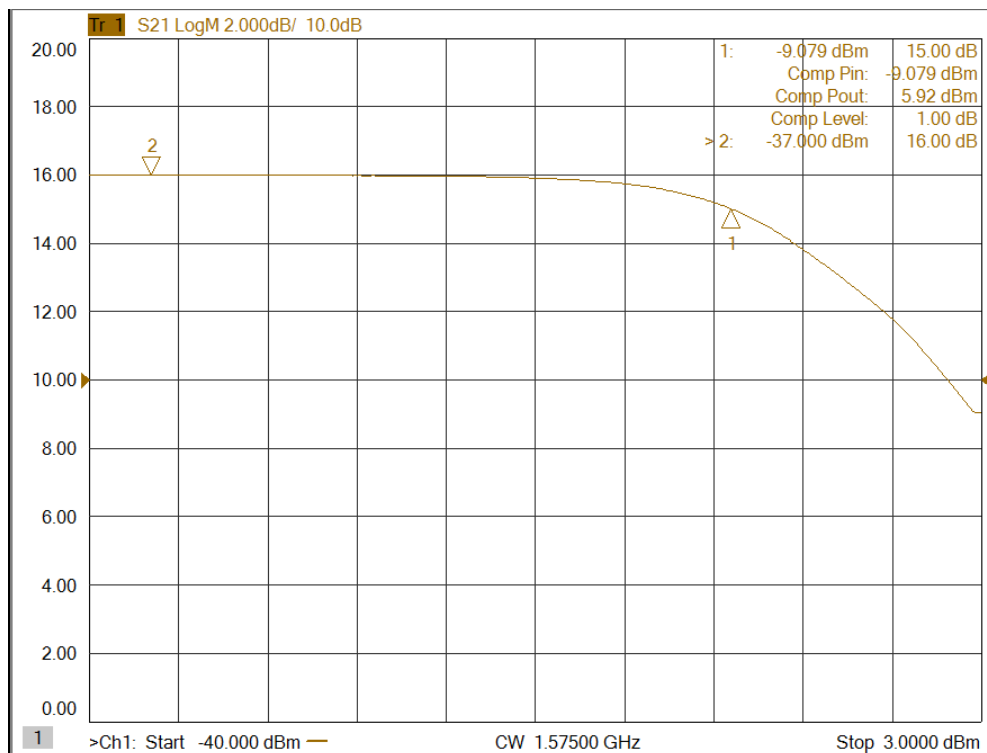
Kuva 13. LNA:n mitattu vahvistuskäyrä ja sovituskäyrät. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.



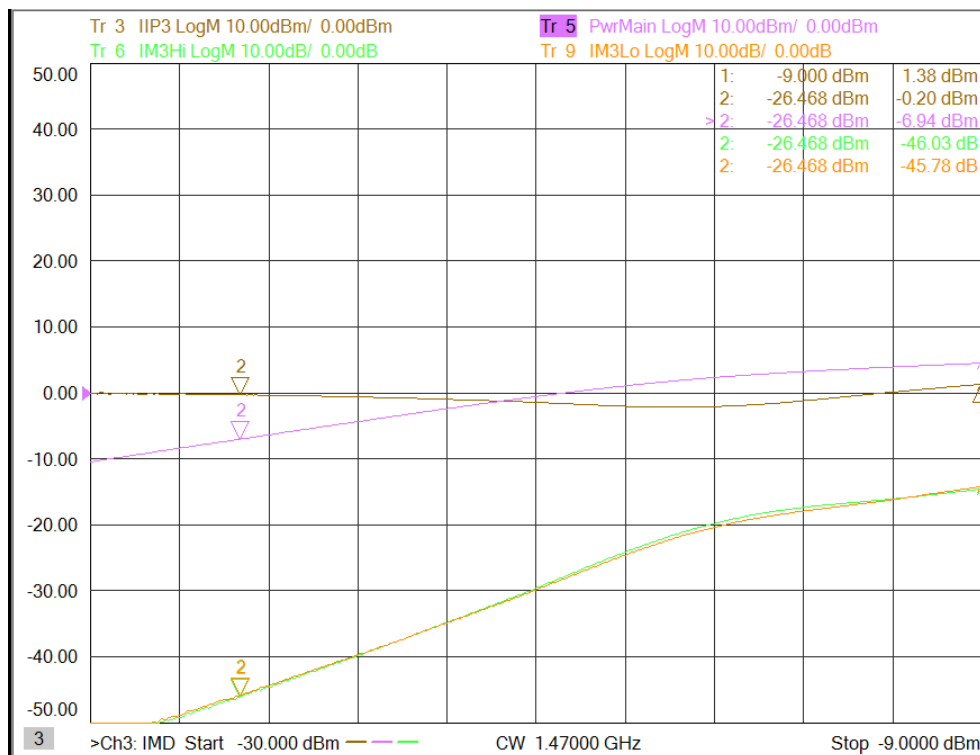
Kuva14. LNA:n mitattu kohinaluku. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.



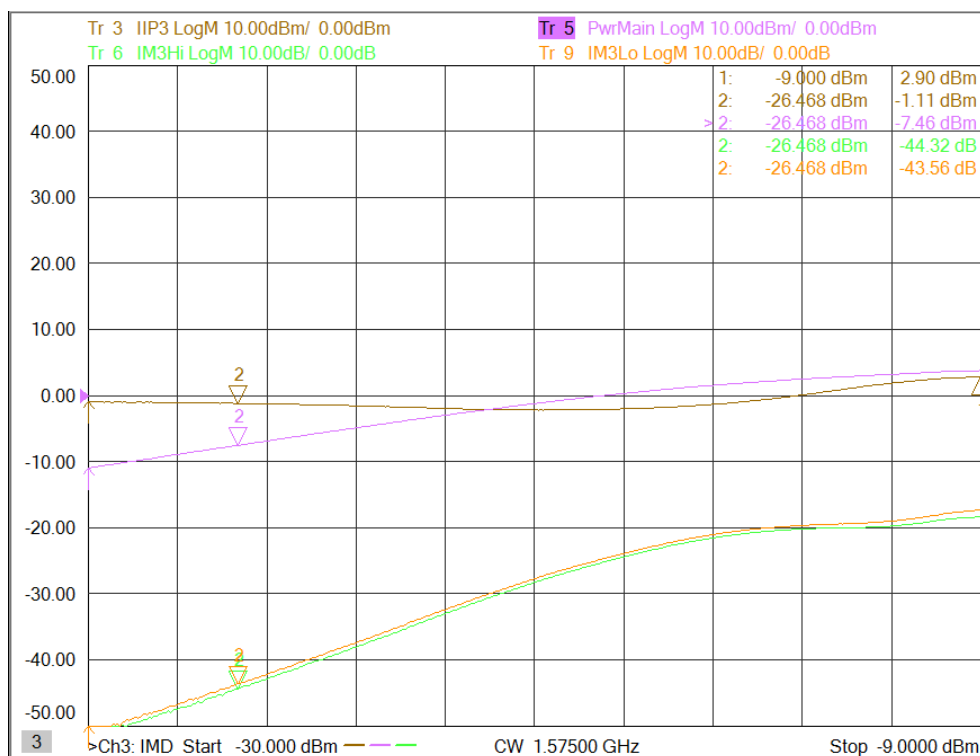
Kuva 15. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiopiste. $f = 1470$ MHz. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.



Kuva 16. LNA:n mitattu 1 dB:n kompressiopiste. $f = 1575$ MHz. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.



Kuva 17. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $f = 1470$ MHz. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.



Kuva 18. LNA:n mitattu kolmannen kertaluvun leikkauspiste. $f = 1575$ MHz. $V_{DD} = 2,5$ V ja $I_{DD} = 5,9$ mA. 180 nm:n prosessi.